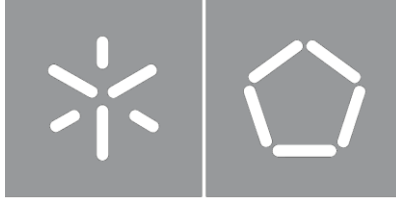




Universidade do Minho
Escola de Engenharia

João Duarte da Cunha Sousa

**Sistema de Tração para Veículos Elétricos
baseado em Máquina Síncrona de
Relutância com Ímanes Permanentes**



Universidade do Minho

Escola de Engenharia

João Duarte da Cunha Sousa

**Sistema de Tração para Veículos Elétricos
baseado em Máquina Síncrona de
Relutância com Ímanes Permanentes**

Dissertação de Mestrado

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrónica Industrial e
Computadores

Eletrónica de Potência e Sistemas de Energia

Trabalho realizado sob orientação de

Professor Doutor João Luiz Afonso

Professor Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS

Este é um trabalho académico que pode ser utilizado por terceiros desde que respeitadas as regras e boas práticas internacionalmente aceites, no que concerne aos direitos de autor e direitos conexos.

Assim, o presente trabalho pode ser utilizado nos termos previstos na licença abaixo indicada.

Caso o utilizador necessite de permissão para poder fazer um uso do trabalho em condições não previstas no licenciamento indicado, deverá contactar o autor, através do RepositóriUM da Universidade do Minho.

Licença concedida aos utilizadores deste trabalho



Atribuição-NãoComercial-SemDerivações

CC BY-NC-ND

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>

Aos meus pais e família

Agradecimentos

O desenvolvimento deste trabalho de dissertação contou com relevantes contribuições de algumas pessoas, às quais pretendo transmitir os meus agradecimentos.

Ao meu orientador, o Professor João Luiz Afonso, pelos ensinamentos partilhados ao longo dos anos da minha formação, sempre com entusiasmo e dedicação. Agradeço também pela liberdade proporcionada durante o desenvolvimento da dissertação, mostrando sempre disponibilidade e transmitindo motivação.

Ao meu orientador, o Professor Vitor Monteiro, pelos ensinamentos partilhados e pelo apoio demonstrado na resolução de problemas emergentes durante a conceção da dissertação, tanto a nível de hardware como de software, emanando sempre alegria e confiança.

Ao meu irmão, o Doutor Tiago Sousa, que acompanhou todo o meu percurso académico, estando sempre disponível para esclarecer dúvidas emergentes e partilhar ensinamentos a qualquer hora em qualquer lugar. Agradeço também pelo apoio e incentivos proporcionados no desenvolvimento da dissertação.

Aos colegas e amigos do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho pelo companheirismo presente, contribuindo para um ambiente de laboratório confortável, assim como pela disponibilidade e momentos de convívio vividos.

Por fim, à minha família pela oportunidade concedida e por proporcionarem um lar estável, permitindo a realização do meu percurso académico expeditamente.

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

Declaro ter atuado com integridade na elaboração do presente trabalho académico e confirmo que não recorri à prática de plágio nem a qualquer forma de utilização indevida ou falsificação de informações ou resultados em nenhuma das etapas conducente à sua elaboração.

Mais declaro que conheço e que respeitei o Código de Conduta Ética da Universidade do Minho.

Universidade do Minho, 31 de outubro de 2022.

Nome: João Duarte da Cunha Sousa

Assinatura: _____

Resumo

A energia elétrica está cada vez mais presente no quotidiano, quando outrora era usada maioritariamente a nível industrial e para iluminação pública. A proliferação do seu uso atingiu um ponto em que se tornou um bem essencial para o nosso estilo de vida. No entanto, o aumento das necessidades energéticas leva a um aumento da escassez de recursos como os combustíveis fósseis, recursos estes que são os principais responsáveis pela poluição ambiental, contribuindo para o efeito de estufa.

No setor dos transportes, um dos elementos responsáveis por diminuir a dependência dos combustíveis fósseis são os veículos elétricos (VEs), convertendo a mobilidade de um panorama fortemente movido a combustíveis fósseis para a energia elétrica, que, apesar de ser parcialmente proveniente de combustíveis fósseis, é convertida com maior eficiência relativamente aos veículos com motor de combustão interna. Com a possibilidade de o VE integrar sistemas de carregamento que permitam operação bidirecional, o VE pode ser uma mais-valia muito significativa para a rede elétrica, podendo também vir a ser um elemento fulcral para contribuir para a melhoria da qualidade da energia elétrica. Devido à importância dos VEs, os elementos elétricos constituintes dos mesmos estão sob constante investigação, idealizando novas topologias de conversores, máquinas elétricas, baterias e combinações de ligação entre conversores para carregamento baterias.

Assim sendo, este documento visa complementar e aprofundar o estudo de um sistema de tração para VEs com base na máquina síncrona de relutância com ímanes permanentes. Este tipo de máquina elétrica resulta da combinação da máquina síncrona de ímanes permanentes e da máquina síncrona de relutância, sendo selecionada devido ao facto de ser uma topologia de máquina elétrica emergente no paradigma dos VEs. O sistema de tração é validado inicialmente com recurso a simulações computacionais e posteriormente é validado recorrendo a um protótipo em bancada previamente desenvolvido no laboratório do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho.

Palavras-Chave: Conversores de Potência, Máquinas Síncronas de Relutância com Ímanes Permanentes, Sistemas de Tração, Veículos Elétricos.

Abstract

Electricity is increasingly present in everyday life, when in the past it was mostly used at the industrial level and for public lighting. The proliferation of its use has reached a point where it has become an essential commodity for our lifestyle. However, the increase in energy needs leads to an increase in the scarcity of resources such as fossil fuels, resources that are primarily responsible for environmental pollution, contributing to the greenhouse effect.

In the transport sector, one of the elements responsible for reducing dependence on fossil fuels are electric vehicles (EVs), converting mobility from a landscape heavily powered by fossil fuels to electric energy, which, despite being partially derived from fossil fuels, is converted more efficiently than vehicles with internal combustion engine. With the possibility of EVs integrating charging systems that allow bidirectional operation, EVs can be a very significant asset to the power grid and can also become a key element in contributing to the improvement of electric power quality. Due to the importance of EVs, the electrical elements that constitute them are under constant investigation, idealizing new topologies of converters, electrical machines, batteries, and combinations of connection between converters for charging batteries.

Therefore, this paper aims to complement and deepen the study of a traction system for EVs based on the permanent magnet synchronous reluctance machine. This type of electrical machine results from the combination of the permanent magnet synchronous machine and the synchronous reluctance machine and is selected due to the fact that it is an emerging electrical machine topology in the EV paradigm. The traction system is initially validated using computer simulations and is later validated using a bench prototype previously developed in the laboratory of the Group of Energy and Power Electronics (GEPE) of the University of Minho.

Keywords: Electric Vehicles, Permanent Magnet Synchronous Reluctance Machines, Power Converter, Traction Systems.

ÍNDICE

Agradecimentos.....	v
Resumo.....	vii
Abstract.....	viii
Lista de Figuras.....	xi
Lista de Tabelas.....	xiii
Acrónimos e Siglas.....	xiv
Nomenclatura.....	xvi
Capítulo 1 Introdução.....	1
1.1 Veículos Elétricos.....	1
1.2 Enquadramento e Motivações.....	2
1.3 Objetivos e Contribuições.....	3
1.4 Organização da Dissertação.....	3
Capítulo 2 Conversores de Potência para Tração de Veículos Elétricos.....	5
2.1 Introdução.....	5
2.2 Conversores CC-CC Bidirecionais.....	6
2.2.1 Conversor CC-CC Bidirecional <i>Buck-Boost</i>	6
2.2.2 Conversor CC-CC Bidirecional <i>Buck-Boost Interleaved</i>	9
2.3 Conversores CA-CC Bidirecionais.....	10
2.3.1 Conversor CA-CC Bidirecional Monofásico em Meia Ponte.....	11
2.3.2 Conversor CA-CC Bidirecional Monofásico em Ponte Completa.....	11
2.3.3 Conversor CA-CC Bidirecional Trifásico a Três Fios e Dois Braços.....	12
2.3.4 Conversor CA-CC Bidirecional Trifásico a Três Fios e Três Braços.....	13
2.4 Conclusão.....	14
Capítulo 3 Máquinas Elétricas e Algoritmos de Controlo para Veículos Elétricos.....	16
3.1 Introdução.....	16
3.2 Máquinas Elétricas para Veículos Elétricos.....	16
3.2.1 Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes.....	17
3.2.2 Máquina de Relutância.....	18
3.2.3 Máquina Síncrona de Relutância com Ímanes Permanentes.....	19
3.3 Algoritmos de Controlo para Veículos Elétricos.....	21
3.3.1 Volts por Hertz.....	21
3.3.2 Controlo por Orientação de Campo (FOC).....	22
3.3.3 Controlo de Máximo Binário por Ampere (MTPA).....	24
3.4 Conclusão.....	25
Capítulo 4 Simulações Computacionais do Sistema de Tração.....	26
4.1 Introdução.....	26
4.2 Simulação do Sistema de Tração.....	27

4.2.1	Sensor de Posição	27
4.2.2	Transformada de Park.....	29
4.2.3	Algoritmo de Controlo da Máquina Elétrica	31
4.2.4	Algoritmo de Controlo do Barramento CC e Corrente nas Baterias	33
4.2.5	Sistema de Tração	35
4.3	Conclusão	38
Capítulo 5	Protótipo do Sistema de Tração.....	39
5.1	Introdução	39
5.2	Sistema de Controlo.....	39
5.2.1	Unidade de Processamento.....	39
5.2.2	Sensores.....	40
5.2.3	Condicionamento de Sinal e Proteção.....	41
5.3	Sistema de Potência	42
5.3.1	Semicondutores de Potência	42
5.3.2	Circuitos de <i>Driver</i>	44
5.3.3	Componentes Passivos	45
5.3.4	Dissipador de Calor.....	46
5.4	Integração do Protótipo	47
5.4.1	PCB de Controlo	47
5.4.2	PCB de Sensores	48
5.4.3	PCB de <i>Driver</i>	49
5.4.4	PCB de Potência	49
5.4.5	Protótipo Integral	50
5.5	Conclusão	52
Capítulo 6	Resultados Experimentais do Protótipo do Sistema de Tração	54
6.1	Introdução	54
6.2	Resultados do Sistema de Tração.....	54
6.2.1	Velocidade e Binário Constantes.....	54
6.2.2	Variação de Carga.....	58
6.2.3	Variação de Velocidade	59
6.3	Conclusão	61
Capítulo 7	Conclusão.....	62
7.1	Conclusões.....	62
7.2	Sugestões de Trabalho Futuro.....	67
Lista de Referências	68

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i>	6
Figura 2.2 – Fluxo de corrente de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> em modo <i>buck</i> quando S_1 se encontra: (a) Ligado; (b) Desligado.....	7
Figura 2.3 – Fluxo de corrente de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> em modo <i>boost</i> quando S_2 se encontra: (a) Ligado; (b) Desligado.....	8
Figura 2.4 – Conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost interleaved</i> de n fases.....	9
Figura 2.5 – Relação entre o <i>ripple</i> da corrente de entrada e o <i>duty cycle</i> num conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost interleaved</i> em função do número de braços a operar como <i>boost</i>	10
Figura 2.6 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte.....	11
Figura 2.7 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa.....	12
Figura 2.8 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços.....	13
Figura 2.9 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.....	14
Figura 3.1 – Representação estrutural de uma máquina síncrona com excitação por: (a) Ímanes Permanentes; (b) Enrolamento de campo.....	17
Figura 3.2 – Representação estrutural de uma máquina de relutância: (a) SynRM; (b) SRM.....	19
Figura 3.3 – Representação estrutural de uma máquina síncrona de relutância com ímanes permanentes (SRPM).....	19
Figura 3.4 – Relação entre a frequência e a tensão com a técnica de controlo volts por hertz.....	22
Figura 4.1 – Sistema de tração simulado.....	26
Figura 4.2 – Ambiente da ferramenta PSIM contendo o modelo de simulação do sistema de tração.....	27
Figura 4.3 – Resultados de simulação do sensor de posição <i>resolver</i> durante o arranque.....	28
Figura 4.4 – Resultados de simulação do sensor de posição <i>resolver</i> em velocidade nominal.....	29
Figura 4.5 – Resultados de simulação da transformada de Park com a máquina elétrica a operar como motor com uma carga de 50 Nm à velocidade nominal no sentido: (a) Positivo; (b) Negativo.....	30
Figura 4.6 – Resultados de simulação da transformada de Park com a máquina elétrica a operar como gerador com uma carga de -50 Nm à velocidade nominal no sentido: (a) Positivo; (b) Negativo.....	31
Figura 4.7 – Diagrama de blocos do controlo MTPA.....	31
Figura 4.8 – Resultados de simulação do algoritmo de controlo da máquina elétrica com referência de velocidade variável e carga constante (10 Nm).....	32
Figura 4.9 – Resultados de simulação do algoritmo de controlo da máquina elétrica com aumento de carga de 20 Nm para 50 Nm a velocidade constante (12 000 rpm).....	33
Figura 4.10 – Diagrama de blocos do controlo do barramento CC simplificado.....	33
Figura 4.11 – Resultados de simulação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost interleaved</i> em malha aberta para um <i>duty cycle</i> de: (a) 33,3%; (b) 50%.....	34
Figura 4.12 – Resultados de simulação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost interleaved</i> em malha fechada a operar no modo: (a) <i>Boost</i> ; (b) <i>Buck</i>	35
Figura 4.13 – Resultados de simulação do sistema de tração a acelerar desde o repouso até à velocidade nominal sem carga.....	36
Figura 4.14 – Resultados de simulação do sistema de tração com variação de carga à velocidade nominal.....	37

Figura 4.15 – Resultados de simulação do sistema de tração com variação de velocidade com carga constante (20 Nm) .	38
Figura 5.1 – PCB de controlo.....	48
Figura 5.2 – PCB de sensores.	49
Figura 5.3 – PCB de <i>driver</i>	49
Figura 5.4 – PCB de potência.	50
Figura 5.5 – Protótipo integral: vista externa.	51
Figura 5.6 – Protótipo integral: vista interna.	51
Figura 5.7 – Bancada de trabalho do protótipo.....	52
Figura 6.1 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade sem carga (1500 rpm).....	55
Figura 6.2 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade e carga constante (2000 rpm, 8 Nm).	56
Figura 6.3 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade constante sem carga (4000 rpm).	56
Figura 6.4 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade e carga constante (2000 rpm, 12 Nm).	57
Figura 6.5 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade constante sem carga (6000 rpm).	57
Figura 6.6 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade constante de 1000 rpm com variação de carga de: (a) 0 Nm a 4 Nm; (b) 4 Nm a 0 Nm.....	58
Figura 6.7 – Resultado experimental do sistema de tração com carga constante de 2 Nm em desaceleração (travagem regenerativa) de 1500 rpm para 1000 rpm.....	59
Figura 6.8 – Resultado experimental do sistema de tração em inversão de sentido de rotação sem carga de: (a) –1000 rpm para 1000 rpm; (b) 1000 rpm para –1000 rpm.	60
Figura 6.9 – Resultado experimental do sistema de tração com o pedal de acelerador como referência.	61

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> em regime permanente no modo de condução contínua	9
Tabela 2.2 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa.....	12
Tabela 2.3 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços.	13
Tabela 2.4 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.	14
Tabela 3.1 – Características nominais da máquina elétrica <i>SRPM205M8X075</i> do fabricante <i>MC Motor</i>	21

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
ESL	<i>Equivalent Series Inductance</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
FAP	Filtro Ativo Paralelo
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LUT	<i>Lookup Table</i>
MIPS	Milhões de Instruções Por Segundo
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
MTPA	<i>Maximum Torque Per Ampere</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PI	Proporcional Integral
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
PMSynRM	<i>Permanent Magnet Synchronous Reluctance Machine</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RDC	<i>Resolver-to-Digital Converter</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>

SMD	<i>Surface Mounted Device</i>
SRM	<i>Switched Reluctance Machine</i>
SRPM	<i>Synchronous Reluctance Permanent Magnet</i>
SynRM	<i>Synchronous Reluctance Machine</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TVS	<i>Transient Voltage Suppressor</i>
VE	Veículo Elétrico

Nomenclatura

C_n	Capacidade do condensador número n	F
D	<i>Duty cycle</i>	-
f_{res}	Frequência de ressonância	Hz
i_0	Corrente de sequência zero no sistema de coordenadas dq	A
i_{bat}	Corrente nas baterias	A
$i_{bat\ ref}$	Corrente de referência nas baterias	A
i_{batx}	Corrente na bobina de interface às baterias número x	A
i_d	Corrente segundo o eixo d de uma máquina elétrica	A
i_{dc}	Corrente no barramento CC	A
i_L	Corrente na bobina L	A
i_{Ln}	Corrente na bobina L_n	A
i_q	Corrente segundo o eixo q de uma máquina elétrica	A
i_x	Corrente na fase x	A
L_n	Indutância da bobina número n	H
L_q	Indutância segundo o eixo q de uma máquina elétrica	H
n_m	Velocidade de rotação de uma máquina elétrica	rpm
n_{m_ref}	Velocidade de rotação de referência de uma máquina elétrica	rpm
P_D	Potência dissipada	W
P_m	Potência produzida por uma máquina elétrica	W
R_{Tcd}	Resistência térmica entre carcaça-dissipador de um semicondutor	°C/W
R_{Tda}	Resistência térmica entre dissipador-ambiente de um semicondutor	°C/W
R_{Tjc}	Resistência térmica entre junção-carcaça de um semicondutor	°C/W
S_n	Semicondutor totalmente controlado número n	-
T_a	Temperatura ambiente	°C
T_j	Temperatura da junção	°C
T_m	Binário produzido por uma máquina elétrica	Nm
v_0	Tensão de sequência zero no sistema de coordenadas dq	V

v_{an}	Tensão do lado CA de um conversor CA-CC bidirecional monofásico	V
v_{bat}	Tensão nas baterias	V
v_d	Tensão segundo o eixo d de uma máquina elétrica	V
v_{dc}	Tensão no barramento CC	V
v_L	Tensão na bobina L	V
v_q	Tensão segundo o eixo q de uma máquina elétrica	V
v_x	Tensão na fase x em relação ao neutro	V
v_{xy}	Tensão entre as fases x e y de um conversor CA-CC bidirecional trifásico	V
θ	Ângulo de fase de tensão ou corrente/posição angular do rotor de uma máquina elétrica	rad
λ_d	Enlace de fluxo magnético segundo o eixo d de uma máquina elétrica	Vs
λ_{pm}	Enlace de fluxo magnético gerado pelos ímanes permanentes de uma máquina elétrica	Vs
λ_q	Enlace de fluxo magnético segundo o eixo q de uma máquina elétrica	Vs
ζ	Saliência de uma máquina elétrica	-

Capítulo 1

Introdução

1.1 Veículos Elétricos

A presença de veículos elétricos (VEs) no nosso quotidiano está em constante crescimento, uma vez que representam uma alternativa mais eficiente e ecológica em relação aos veículos com motor de combustão interna. Este crescimento é resultado dos recentes progressos relativos ao ponto fraco dos VEs, o sistema de armazenamento de energia, nomeadamente as baterias eletroquímicas. Devido à grande demanda de dispositivos móveis, como computadores portáteis e telemóveis, a tecnologia de baterias sofreu um grande avanço nos anos noventa, avanços que continuam nos dias de hoje. Estes progressos levaram à reintrodução dos VEs como transporte para as massas.

As baterias mais comuns atualmente são as de íões de lítio, capazes de oferecer boa densidade energética, tornando possível que os carros possuam bastante autonomia, semelhante aos veículos com motor de combustão interna. No entanto, as baterias continuam a ser o elemento mais caro, bastante pesado e com pegada ecológica maior. O carregamento das baterias ainda é um processo demorado, mesmo para potências elevadas, sendo bastante mais demorado que o reabastecimento de combustíveis. As infraestruturas de carregamento rápido para VEs são também escassas em comparação aos postos de combustíveis. Atualmente, a alternativa é o carregamento de baixa potência nas habitações, recorrendo a um sistema de carregamento *on-board* integrado somente com esse propósito.

O sistema de tração dos VEs normalmente consiste em máquinas elétricas controladas por corrente e frequência, quer sejam em corrente contínua (CC) ou corrente alternada (CA). De modo a controlar a máquina é necessário um inversor, responsável por converter a energia armazenada nas baterias sob a forma de tensão em CC, numa determinada tensão, corrente e frequência. Para incorporar travagem regenerativa, o conversor tem de ser bidirecional de modo que a energia possa fluir no sentido máquina-baterias.

Os conversores usados para o sistema de tração num VE são similares aos conversores para carregamento das baterias, porém os valores de potência são bastante diferentes. Enquanto os

conversores de carregamento de baterias *on-board* atingem os 7,3 kW e 22 kW para carregamento monofásico e trifásico respetivamente [1], os conversores do sistema de tração estão limitados à potência do VE, no caso de um *Porsche Taycan Turbo S* seria 560 kW [2], bastante superior aos sistemas de carregamento *off-board* de elevada potência, como os *Superchargers* da *Tesla*, com uma potência de 250 kW [3].

Ao desenvolver o conversor do sistema de tração de modo que também seja usado para o carregamento das baterias, a potência do sistema *on-board* é elevada o suficiente para se justificar o desuso de sistemas *off-board*, reduzindo bastante os custos associados às infraestruturas dos sistemas de carregamento de baterias. Uma vez que o sistema de gestão de energia do conversor de tração é bastante sofisticado, este pode também permitir que o VE seja ligado à rede elétrica como membro ativo, consumindo e fornecendo energia. O VE torna-se um elemento relevante para o desenvolvimento das *smart grids*, podendo reabastecer as baterias em horas de vazio, e fornecendo em horas de cheias.

A interação do VE com a rede elétrica pode ser ainda mais benéfica se este transferir energia a funcionar como filtro ativo paralelo (FAP). Devido às cargas não lineares, isto é, cargas que não consomem correntes sinusoidais, a rede elétrica é contaminada por harmónicos de corrente, resultando numa tensão distorcida. Os problemas de qualidade de energia introduzidos pelo conteúdo harmónico na tensão são vastos, tais como aumento de perdas nos condutores, binário pulsante em máquinas elétricas, *flicker*, entre outros. A função de um FAP é introduzir correntes de compensação às correntes presentes na rede elétrica de modo que a montante do FAP a corrente seja sinusoidal. Deste modo o VE é um elemento importante para a melhoria da qualidade da energia elétrica.

1.2 Enquadramento e Motivações

A crescente oferta e procura por VEs que visa catapultar a sociedade para uma era mais ecológica leva ao minucioso desenvolvimento da tecnologia dos VEs, uma vez que pequenas melhorias na eficiência, desempenho e custo se tornam relevantes em larga escala, como a produção e uso de VEs. O uso de conversores unificados para tração e carregamento de VEs é ainda bastante reduzido, daí a relevância no desenvolvimento dos mesmos, visto que estes oferecem bastantes vantagens a nível de acessibilidade e eficiência. Acessibilidade porque oferece a possibilidade de carregamento rápido à potência nominal do VE num sistema *on-board*, simplificando a infraestrutura necessária nos postos de carregamento rápido. A redução de custo associado aos de postos de carregamento rápido para esta topologia comparativamente às tradicionais, levará certamente à catalisação da distribuição de postos de

carregamento. Eficiência porque não serão necessários dois conversores diferentes para a tração e o carregamento do VE, tornando-o mais leve, o que na mobilidade é bastante importante, e mais barato, uma vez que necessita de menos matéria-prima para a produção do mesmo.

1.3 Objetivos e Contribuições

Tendo em conta o paradigma da mobilidade elétrica, esta dissertação visa aprofundar o estudo de sistemas de tração para VEs, mais especificamente baseado na máquina síncrona de relutância com ímanes permanentes. Os objetivos para esta dissertação são os seguintes:

Estudo do estado da arte de conversores de potência para sistemas de acionamento de máquinas elétricas, nomeadamente topologias bidirecionais de modo a dotar o VE de funcionalidades como o caso da travagem regenerativa que aumenta a eficiência e autonomia do VE. Assim como o estudo do estado da arte de máquinas elétricas, nomeadamente a máquina síncrona de relutância com ímanes permanentes e as topologias antecessoras como a máquina de relutância síncrona e a máquina síncrona de ímanes permanentes;

Desenvolvimento de modelos de simulação do sistema de tração com os respetivos conversores de potência e algoritmos de controlo de modo a simular o sistema de tração desenvolvido no laboratório do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE);

Desenvolvimento de um algoritmo de controlo e validação do protótipo do sistema de tração em ambiente de laboratório.

1.4 Organização da Dissertação

No primeiro capítulo, denominado “Introdução”, é apresentado o tema da dissertação, sendo exposta a situação contemporânea dos VEs, assim como o enquadramento e motivações do desenvolvimento da mesma.

No segundo capítulo, denominado “Conversores de Potência para Tração de Veículos Elétricos”, é realizado um estudo relativo às topologias de conversores mais relevantes no contexto dos VEs. São estudadas diversas topologias de conversores CC-CC e CA-CC bidirecionais para interface entre as baterias e a máquina elétrica/rede elétrica.

No terceiro capítulo, denominado “Máquinas Elétricas e Algoritmos de Controlo para Veículos Elétricos”, é realizado um estudo relativo às tecnologias de máquinas elétricas mais relevantes no contexto desta dissertação. São apresentadas as máquinas síncronas de ímanes permanentes, as máquinas de relutância e por fim as máquinas síncronas de relutância com ímanes permanentes. São também apresentados os principais algoritmos de controlo de máquinas elétricas.

No quarto capítulo, denominado “Simulações Computacionais do Sistema de Tração”, são apresentadas as simulações computacionais referentes ao sistema de tração a ser usado na presente dissertação. Inicialmente são validados os elementos necessários para o sistema integrado, começando pelos algoritmos e sensores necessários, seguido da simulação dos conversores de potência e respetiva máquina elétrica, finalizando assim a simulação integral do sistema de tração.

No quinto capítulo, denominado “Protótipo do Sistema de Tração”, é descrito o protótipo do sistema integrado usado nesta dissertação, previamente desenvolvido no âmbito do projeto DAIPESSEV. São apresentados os elementos constituintes do protótipo, começando pelo sistema de controlo, seguido pelo sistema de potência e terminando com o protótipo integral.

No sexto capítulo, denominado “Resultados Experimentais do Protótipo do Sistema de Tração”, são apresentados os testes efetuados ao protótipo do sistema integrado, assim como os resultados obtidos. São realizados testes baseados nas simulações computacionais efetuadas, expondo os resultados para diversas condições de operação, como variação de carga, velocidade e sentido de rotação.

No sétimo e último capítulo, denominado “Conclusão”, é efetuado um balanço relativo ao conteúdo presente na dissertação, expondo resumidamente o conteúdo disponibilizado ao longo dos capítulos, terminando com sugestões de trabalho futuro de modo a dar continuidade ao trabalho realizado.

Capítulo 2

Conversores de Potência para Tração de Veículos Elétricos

2.1 Introdução

Qualquer sistema de eletrônica de potência necessita de conversores de potência para controlar o fluxo de energia nas cargas, como por exemplo a rede elétrica e máquinas elétricas. No caso do VE são necessários dois sistemas, um responsável pela tração e outro pelo carregamento de baterias. Tratando-se de máquinas elétricas trifásicas, é usado um conversor CC-CA para converter a energia armazenada nas baterias em CC para tensões e correntes CA trifásicas responsáveis por garantir o funcionamento da máquina elétrica. Para aumentar a eficiência do VE como método de transporte, é implementada a travagem regenerativa, que consiste no funcionamento da máquina elétrica responsável pela tração como gerador, sendo para tal imperativo que o conversor CC-CA seja bidirecional.

A interface com a rede elétrica é realizada através de um conversor CA-CC, podendo ser monofásico ou trifásico consoante o nível de potência. Para que seja possível implementar a funcionalidade de o VE fornecer energia à rede elétrica, é também necessário que o conversor CA-CC seja bidirecional. Ou seja, tanto o conversor CC-CA para tração do VE como o conversor CA-CC para interface com a rede elétrica são bidirecionais. Este facto aliado à não-concorrência do modo de tração e do modo de carregamento pode tornar os conversores ambíguos, dando origem aos sistemas integrados. Para ambos os sistemas referidos há também um conversor CC-CC cuja função é regular a tensão do barramento CC e a corrente nas baterias. Portanto, de modo a garantir a bidirecionalidade dos sistemas, os conversores CC-CC devem ser também bidirecionais.

Assim, este capítulo apresenta exclusivamente topologias de conversores CC-CA e CC-CC bidirecionais. Uma vez que os conversores CC-CA e CA-CC referidos são bidirecionais, será usado o termo CA-CC para ambos por razões de consistência e simplicidade.

2.2 Conversores CC-CC Bidirecionais

Um conversor CC-CC tem como função converter tensão ou corrente CC numa determinada tensão ou corrente CC regulada, idealmente mantendo o nível de potência. Estes conversores podem ser usados para regular a tensão de alimentação de processadores lógicos, memórias de acesso aleatório (*Random Access Memory* – RAM) e podem ser encontrados em todo o tipo de dispositivos eletrónicos móveis, tais como computadores, telemóveis e dispositivos digitais em geral, pois são utilizados para controlar o fluxo de energia nas baterias dos mesmos. São também um constituinte imprescindível dos sistemas de carregamento de baterias de VEs, motivo pelo qual são abordados na seguinte secção. De notar que, tal como referido anteriormente, são apenas abordadas topologias bidirecionais de modo a dotar o VE de modos de operação de travagem regenerativa e injeção de energia na rede elétrica.

2.2.1 Conversor CC-CC Bidirecional *Buck-Boost*

O conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* é uma das topologias bidirecionais mais simples de conversores CC-CC, pois possui somente dois semicondutores de potência totalmente controlados, uma bobina e um condensador, como se pode observar na Figura 2.1. Esta topologia opera em dois quadrantes, possuindo dois modos de operação, S_1 a comutar e S_2 inativo (ou complementar) e vice-versa, operando como conversor *boost* no sentido convencionado para bateria-barramento CC (v_{bat} para v_{dc}) e como *buck* no sentido inverso. Neste caso a corrente é considerada positiva no sentido v_{dc} para v_{bat} , ou seja, positiva em modo *buck* e negativa em modo *boost*. Para o correto funcionamento do conversor é crucial que a tensão v_{dc} seja superior a v_{bat} .

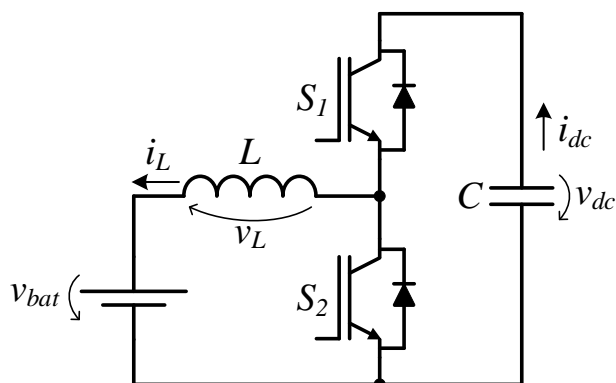


Figura 2.1 – Conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*.

Para facilitar a compreensão do conversor, é analisada a operação em modo *buck* e *boost* individualmente, assim como os respetivos estados *on* e *off* dos semicondutores comutáveis, S_1 no modo *buck* e S_2 no modo *boost*. A análise do conversor consiste no estudo da tensão (v_L) e corrente (i_L) na

bobina L . Tratando-se de um elemento indutivo, sabe-se que a taxa de variação da corrente (di_L) num determinado intervalo de tempo (dt) depende do valor da indutância (L) e da tensão aplicada (v_L), segundo a equação (2.1).

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.1)$$

O funcionamento do conversor como *buck*, também conhecido por *step-down* ou abaixador, consiste na produção de uma tensão de saída menor ou igual à tensão de entrada, idealmente com a mesma potência de entrada. Neste modo de operação somente S_1 comuta: quando S_1 está a ativo a corrente flui do barramento CC (v_{dc}) para a bateria (v_{bat}) atravessando a bobina L , logo a corrente no barramento CC (i_{dc}) é igual à corrente na bobina L (i_L), e a tensão aplicada aos seus terminais (v_L) é igual à diferença entre a tensão do barramento CC (v_{dc}) e a tensão da bateria (v_{bat}), resultando no aumento da corrente em rampa. Quando S_1 está desligado a corrente flui da bobina L para a bateria (v_{bat}) através do diodo em antiparalelo com S_2 , o que faz com que a corrente no barramento CC (i_{dc}) seja nula e a tensão aplicada nos terminais da bobina L (v_L) seja igual à tensão da bateria (v_{bat}) invertida, resultando na descida da corrente em rampa.

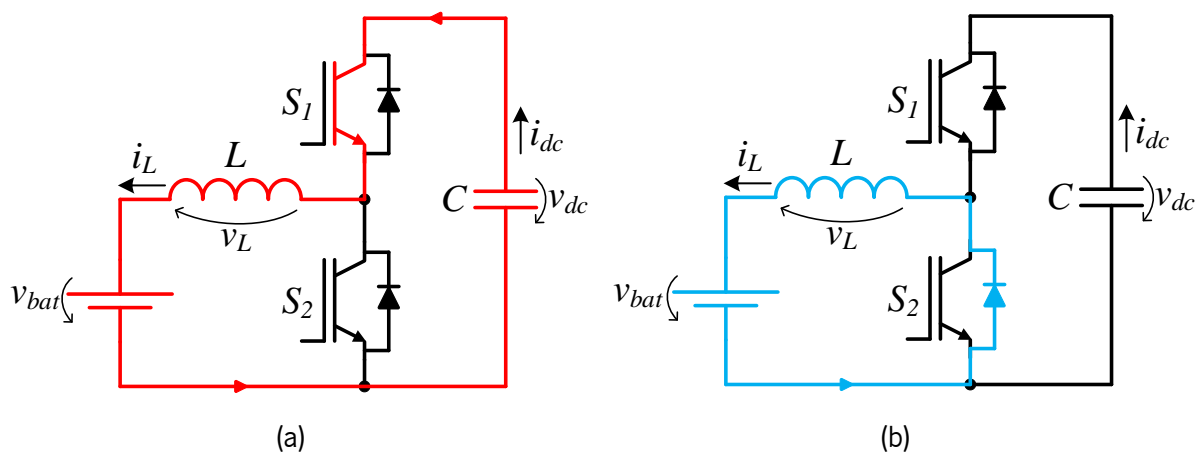


Figura 2.2 – Fluxo de corrente de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em modo *buck* quando S_1 se encontra: (a) Ligado; (b) Desligado.

O funcionamento do conversor como *boost*, também conhecido por *step-up* ou elevador, consiste na produção de uma tensão de saída maior ou igual à tensão de entrada, idealmente com a mesma potência de entrada. Neste modo de operação somente S_2 comuta: quando S_2 está a ativo a corrente flui da bateria (v_{bat}) para a bobina L , o que faz com que a corrente no barramento CC (i_{dc}) seja nula e a tensão aplicada nos terminais da bobina L (v_L) seja igual à tensão da bateria (v_{bat}) invertida, resultando no aumento da corrente no sentido negativo em rampa, energizando a bobina. Quando S_2 está desligado a

corrente flui da bobina L e da bateria (v_{bat}) para o barramento CC através do diodo em antiparalelo com S_1 , logo a corrente no barramento CC (i_{dc}) é igual à corrente na bobina L (i_L), e a tensão aplicada aos seus terminais (v_L) é igual à diferença entre a tensão do barramento CC (v_{dc}) e a tensão da bateria (v_{bat}), resultando na descida da corrente no sentido negativo em rampa.

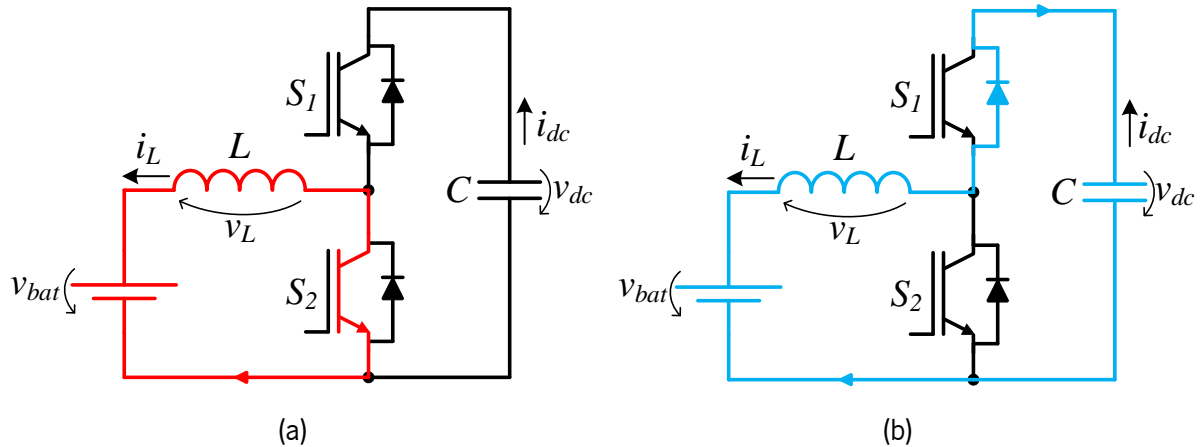


Figura 2.3 – Fluxo de corrente de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em modo *boost* quando S_2 se encontra: (a) Ligado; (b) Desligado.

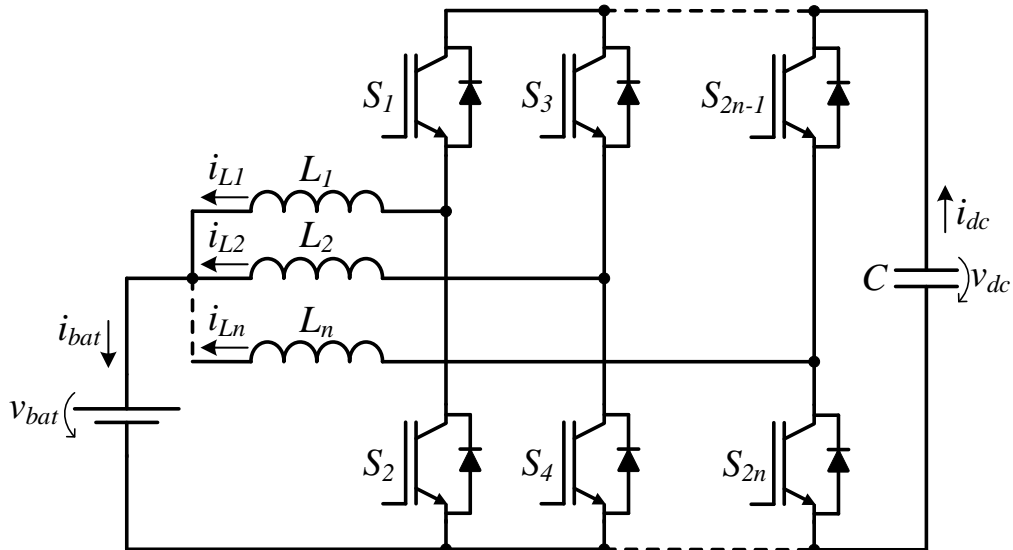
Para ambos modos de operação do conversor CC-CC *buck-boost*, a comutação dos semicondutores é cíclica, tipicamente com uma frequência fixa, sendo o valor médio da tensão controlado variando somente o tempo em que o semicondutor está ligado durante um ciclo de comutação, este método de atuação tem a designação de modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation* – PWM). Na atuação por PWM é estabelecida uma frequência fixa, e varia-se o tempo que o semicondutor permanece ativo. A relação entre o tempo que o semicondutor permanece ativo e um ciclo de comutação é conhecido por *duty cycle* (D). Esta grandeza pode variar entre 0 e 1, permanentemente inativo e permanentemente ativo, respetivamente, sendo que quanto maior, maior a tensão de saída em ambos os modos de operação do conversor. No modo *buck*, o valor médio da tensão de saída pode variar entre 0 V ($D = 0$) e tensão de entrada ($D = 1$). No modo *boost*, o valor médio da tensão de saída pode variar entre a tensão de entrada ($D = 0$) e infinito ($D = 1$), no entanto este último caso não é possível num sistema real devido às limitações físicas dos componentes. Na Tabela 2.1 é possível observar os estados de operação do conversor CC-CC *buck-boost*, onde 0 corresponde ao estado inativo e 1 ao estado ativo dos semicondutores [4].

Tabela 2.1 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em regime permanente no modo de condução contínua.

Modo	S_1	S_2	v_L	D
<i>Buck</i>	0	0	$-v_{bat}$	$\frac{v_{bat}}{v_{dc}}$
	1	0	$v_{dc}-v_{bat}$	$\frac{v_{bat}}{v_{dc}}$
<i>Boost</i>	0	0	$v_{dc}-v_{bat}$	$1 - \frac{v_{bat}}{v_{dc}}$
	0	1	$-v_{bat}$	$1 - \frac{v_{bat}}{v_{dc}}$

2.2.2 Conversor CC-CC Bidirecional *Buck-Boost Interleaved*

O conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* consiste na associação de conversores CC-CC *buck-boost* em paralelo, tendo o v_{dc} e v_{bat} em comum. Como se pode observar na Figura 2.4, o número de componentes usados depende do número de braços do conversor. Para n braços há n bobinas e $2n$ semicondutores totalmente controlados. A designação de *interleaved* provém da intercalação dos braços em paralelo, sendo que estes não são acionados em simultâneo, mas sim aplicando-se sinais de *gate* desfasados $360^\circ/n$ entre si. Ao desfazar os sinais de *gate*, não só é distribuída a corrente pelos braços, como o *ripple* é bastante reduzido, chegando a ser idealmente nulo para valores de *duty cycle* múltiplos de $1/n$, multiplicando também a frequência do *ripple* por n .


 Figura 2.4 – Conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de n fases.

Na Figura 2.5 é possível observar a relação entre o fator de *ripple* da corrente de entrada e o valor de *duty cycle* para diversos números de braços no conversor. No caso do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* tradicional é possível ver que o *ripple* é máximo para um *duty cycle* de 50%, sendo nulo somente para 0% e 100%. A vermelho corresponde a configuração *interleaved* de dois braços, onde é observável a anulação do *ripple* aos 50% e o valor máximo do *ripple* é metade do análogo para o conversor

tradicional. A azul está representado o fator de *ripple* da corrente para o conversor de três braços, em que a anulação do *ripple* acontece para valores de *duty cycle* iguais a 33% e 66% além dos valores do conversor convencional. Igualmente a verde está representado o de quatro braços, onde a anulação do *ripple* se dá em 25%, 50% e 75%. Através da topologia *interleaved* é possível obter frequências de corrente na bateria (i_{dc}) múltiplas da frequência de comutação, assim como reduzir bastante a amplitude do *ripple* [5].

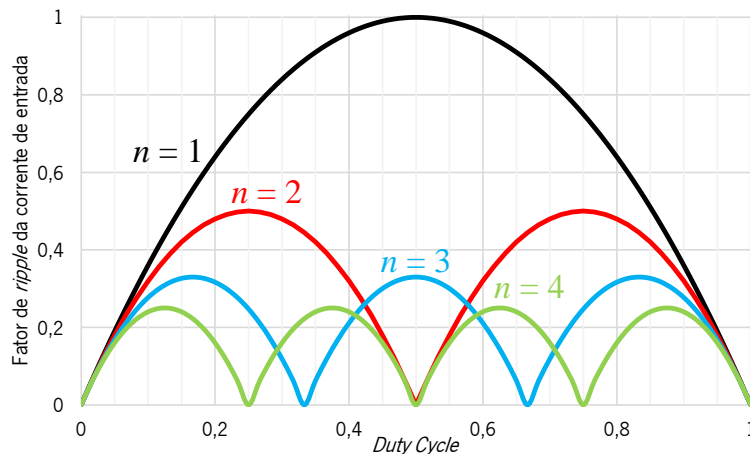


Figura 2.5 – Relação entre o *ripple* da corrente de entrada e o *duty cycle* num conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* em função do número de braços a operar como *boost*.

2.3 Conversores CA-CC Bidirecionais

Um conversor CA-CC tem como função converter tensão ou corrente CA numa determinada tensão ou corrente CC, idealmente mantendo o nível de potência. Estes conversores são usados em praticamente todos os dispositivos (digitais) que operam em CC, uma vez que a rede elétrica é em CA, tornando-os imprescindíveis na interface com a rede. Os conversores CA-CC bidirecionais em específico são usados no controlo de máquinas elétricas em CA de modo a maximizar a controlabilidade das mesmas, podendo regular a frequência, tensão e corrente, o que não seria possível ligando-a diretamente à rede elétrica. No caso de sistemas que operam em CA e que são alimentados por baterias, que armazenam energia em CC, como num VE, o uso de conversores CA-CC bidirecionais é imperativo. De notar que, tal como referido anteriormente, são apenas abordadas topologias bidirecionais de modo a dotar o VE de modos de operação de travagem regenerativa e injeção de energia à rede elétrica.

2.3.1 Conversor CA-CC Bidirecional Monofásico em Meia Ponte

O conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte é a topologia de conversores CA-CC bidirecionais mais simples, possuindo somente dois semicondutores totalmente controlados com os respectivos díodos em antiparalelo e dois condensadores, como está representado na Figura 2.6. A tensão do barramento CC (v_{dc}) é dividida pelos dois condensadores, uma vez que se trata de uma topologia em meia ponte. Para que o conversor opere devidamente é necessário que a tensão nos condensadores ($v_{dc}/2$) seja superior à tensão de pico a montante do circuito de acoplamento do lado CA, caso contrário os díodos em antiparalelo estariam diretamente polarizados e o conversor funcionaria como retificador em meia ponte a díodos [6].

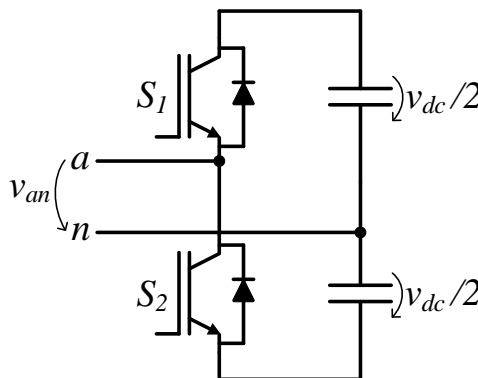


Figura 2.6 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte.

Observando o circuito, é possível depurar que caso os semicondutores S_1 e S_2 estivessem ativos em simultâneo haveria um caminho de baixa impedância para os condensadores, sendo curto-circuitados. De modo a impedir tal acontecimento é necessário introduzir tempo morto (*dead-time*) na comutação. Este tem de ser longo o suficiente para que os semicondutores não estejam ativos em simultâneo e curto o suficiente para que a sua presença seja desprezável no sinal de atuação do semicondutor. Este fenómeno está presente em todos os conversores CA-CC do tipo fonte de tensão que incorporam semicondutores totalmente controlados com a possibilidade de estabelecer um curto-circuito no barramento CC quando acionados, abrangendo todos os conversores CA-CC abordados neste capítulo. Este conversor possui apenas dois estados de operação: S_1 ativo e S_2 inativo; S_1 inativo e S_2 ativo. Ou seja, a tensão CA (v_{an}) toma os valores de $v_{dc}/2$ e $-v_{dc}/2$ respetivamente.

2.3.2 Conversor CA-CC Bidirecional Monofásico em Ponte Completa

O conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa, conhecido também por ponte-H, é a topologia de conversores CA-CC bidirecionais mais comum, possuindo quatro semicondutores totalmente

controlados com os respetivos díodos em antiparalelo e um condensador no barramento CC, como está representado na Figura 2.7. Para que o conversor opere devidamente é necessário que a tensão no condensador (v_{dc}) seja superior à tensão de pico a montante do circuito de acoplamento do lado CA, caso contrário os díodos em antiparalelo estariam diretamente polarizados e o conversor funcionaria como retificador em ponte completa a díodos.

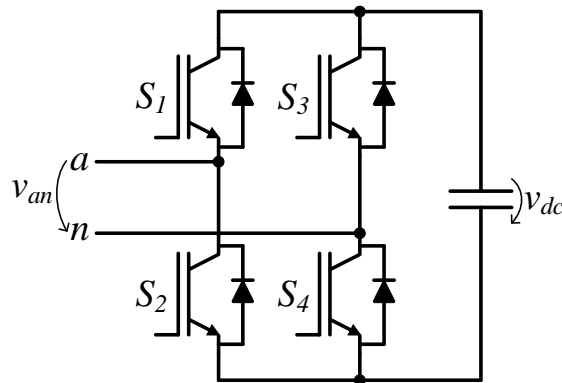


Figura 2.7 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa.

Este conversor possui quatro estados de operação como se pode observar na Tabela 2.2. São apresentados somente os estados dos semicondutores do topo, uma vez que em cada braço os estados são complementares como foi referido anteriormente. Ao gerar três níveis de tensão, o desempenho do conversor é maior em termos de distorção harmónica (*Total Harmonic Distortion – THD*) comparativamente com a topologia em meia ponte [7].

Tabela 2.2 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa.

S_1	S_3	v_{an}
0	0	0
0	1	$-v_{dc}$
1	0	$+v_{dc}$
1	1	0

2.3.3 Conversor CA-CC Bidirecional Trifásico a Três Fios e Dois Braços

O conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços é a topologia de conversores CA-CC bidirecionais trifásicos mais simples, possuindo somente quatro semicondutores totalmente controlados com os respetivos díodos em antiparalelo e dois condensadores. No ponto de médio de cada braço é ligada uma fase do sistema trifásico, sendo que a restante fase é ligada no ponto médio dos condensadores como está representado na Figura 2.8. A tensão do barramento CC (v_{dc}) é dividida pelos

dois condensadores. Para que o conversor opere devidamente é necessário que a tensão nos condensadores ($v_{dc}/2$) seja superior ao pico da tensão composta do lado CA (v_{ab} , v_{bc} e v_{ca}).

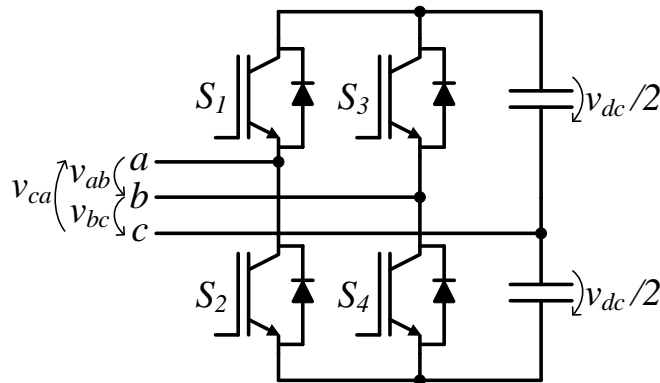


Figura 2.8 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços.

Este conversor possui quatro estados de operação como se pode observar na Tabela 2.3. São apresentados somente os estados dos semicondutores do topo, uma vez que em cada braço os estados são complementares como foi referido anteriormente [8], [9].

Tabela 2.3 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços.

S_1	S_3	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
0	0	0	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$
0	1	$-v_{dc}$	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$
1	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$
1	1	0	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$

2.3.4 Conversor CA-CC Bidirecional Trifásico a Três Fios e Três Braços

O conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços é a topologia de conversores CA-CC bidirecionais trifásicos mais comum, possuindo seis semicondutores totalmente controlados com os respectivos díodos em antiparalelo um condensador no barramento CC. No ponto de médio de cada braço é ligada uma fase do sistema trifásico como está representado na Figura 2.9. Para que o conversor opere devidamente é necessário que a tensão no condensador (v_{dc}) seja superior ao pico da tensão composta do lado CA (v_{ab} , v_{bc} e v_{ca}), caso contrário os díodos em antiparalelo estariam diretamente polarizados e o conversor funcionaria como retificador trifásico a díodos. Por este motivo, os semicondutores necessitam de suportar somente metade da tensão comparativamente à topologia de dois braços.

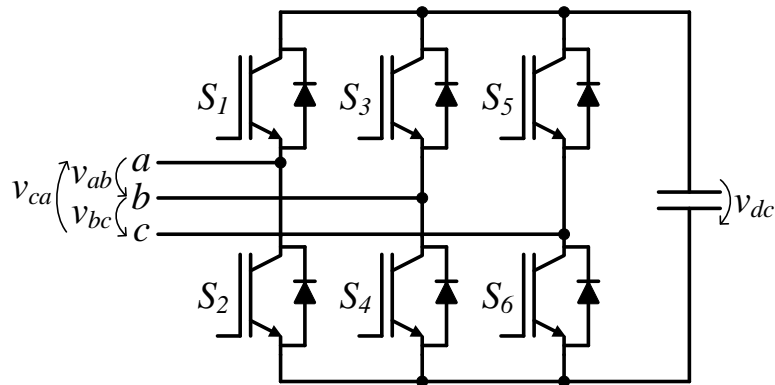


Figura 2.9 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

Este conversor possui oito estados de operação como se pode observar na Tabela 2.4. São apresentados somente os estados dos semicondutores do topo, uma vez que em cada braço os estados são complementares como foi referido anteriormente, [10].

Tabela 2.4 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

S_1	S_3	S_5	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$
0	1	0	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$	0
0	1	1	$-v_{dc}$	0	$+v_{dc}$
1	0	0	$+v_{dc}$	0	$-v_{dc}$
1	0	1	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
1	1	0	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$
1	1	1	0	0	0

2.4 Conclusão

Este capítulo apresenta topologias de conversores CC-CC e CA-CC bidirecionais usadas em VEs, de modo a permitir um fluxo de energia bidirecional entre as baterias e o sistema de tração do VE. Inicialmente é estudado o conversor CC-CC *buck-boost* na sua configuração mais simples e posteriormente na configuração *interleaved*. A topologia apresentada do conversor *buck-boost* na sua configuração mais simples contém somente dois semicondutores totalmente controlados, proporcionando a possibilidade de operar em dois quadrantes, operando em modo *buck* para um sentido e em modo *boost* para o sentido oposto. A topologia *interleaved* consiste na adição de braços em paralelo, neste caso tratando-se de dois semicondutores controlados com respetivos diodos em antiparalelo e uma bobina, permitindo dividir a corrente pelo determinado número de braços, assim como a frequência da corrente total produzida ser igual à multiplicação desse mesmo número pela frequência de comutação. Adicionalmente, o *ripple* na corrente total é sempre menor do que o *ripple* presente nas correntes dos

braços individualmente, o que permite a implementação de bobinas fisicamente mais reduzidas. No que toca a conversores CA-CC são abordadas topologias monofásicas e trifásicas, sendo abordadas as topologias em meia ponte e ponte completa relativamente às monofásicas, e abordando as topologias a três fios e dois braços e a três fios e três braços para as trifásicas. O conversor CA-CC monofásico em ponte completa permite a geração de três níveis de tensão ao invés dos dois níveis de tensão proporcionados pela topologia em meia ponte, recorrendo a quatro semicondutores totalmente controlados, proporcionando um bom rácio performance/custo. O conversor CA-CC trifásico a três fios e dois braços usa apenas quatro semicondutores totalmente controlados, tal como o conversor CA-CC monofásico em ponte completa, tratando-se de uma topologia simples em termos de hardware. O conversor CA-CC trifásico a três fios e três braços oferece um bom rácio performance/custo, sendo uma das topologias mais utilizadas em sistemas de tração.

Capítulo 3

Máquinas Elétricas e Algoritmos de Controlo para Veículos Elétricos

3.1 Introdução

O componente responsável pela locomoção dos VEs é a máquina elétrica. Um VE pode recorrer a uma ou mais máquinas elétricas para a tração do mesmo, podendo atingir milhares de kW combinados em VEs de elevado desempenho [11]. No caso da mobilidade elétrica, o peso e volume da máquina elétrica são características bastante relevantes, uma vez que afetam a eficiência e eficácia da deslocação, salientando assim a especificação de potência por peso (W/kg) no desenvolvimento e escolha das máquinas elétricas. De modo a controlar o fluxo de energia nas máquinas elétricas são necessários algoritmos de controlo responsáveis por: garantir a operação dos conversores em conformidade com os limites estabelecidos pelo hardware, evitando danos e desgastes prematuros; regular a potência nas baterias, quer aquando da atuação da máquina elétrica, quer aquando da ligação com a rede elétrica; regular a velocidade da máquina elétrica com precisão e rapidez, uma vez que se trata de um VE, que pode estar sujeito a variações bruscas e inesperadas de velocidade. Assim sendo, nesta secção são abordadas a máquina síncrona de ímanes permanentes, as máquinas de relutância e a máquina síncrona de relutância com ímanes permanentes, uma vez que a última se trata da máquina elétrica usada para a conceção deste projeto, seguido dos algoritmos de controlo de máquinas elétricas.

3.2 Máquinas Elétricas para Veículos Elétricos

A função da máquina elétrica é converter energia elétrica em energia mecânica e vice-versa, tal é possível recorrendo às leis de eletromagnetismo existentes. No que toca a veículos elétricos, são comumente utilizadas máquinas elétricas rotativas, no caso da mobilidade ferroviária, o uso de máquinas elétricas lineares está numa fase embrionária [12]. No caso dos automóveis, são usadas exclusivamente máquinas elétricas rotativas, visto que são usadas rodas para a locomoção do veículo.

3.2.1 Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes

As máquinas síncronas são usadas como geradores desde os seus primórdios, geralmente em aplicações de elevada potência para produção de energia elétrica, como eólicas, centrais hidroelétricas, termoeletricas e nucleares, atingindo as centenas de MW. São também usadas na compensação do fator de potência, visto que podem operar tanto com fator de potência capacitivo, unitário e indutivo, no entanto têm caído em desuso devido aos progressos efetuados na área de eletrónica de potência, sendo substituídos por condicionadores ativos, como o FAP.

A designação de máquina síncrona provém da necessidade de a frequência das tensões nos enrolamentos do estator estarem sincronizadas com a frequência de rotação do rotor para que a mesma produza binário, caso opere como gerador, as tensões geradas nos enrolamentos do estator estão em sincronismo com a velocidade de rotação do rotor. A máquina síncrona é constituída por um estator e um rotor, o estator possui enrolamentos distribuídos por três fases, tendo um determinado número de pares de polos, o rotor necessita de um fluxo magnético, este pode ser proveniente de ímanes permanentes como representado na Figura 3.1(a) ou de um enrolamento de campo excitado com recurso a uma fonte CC como representado na Figura 3.1(b), neste caso a ligação é efetuada com escovas ou anéis deslizantes, que aumentam consideravelmente as necessidades de manutenção da máquina síncrona.

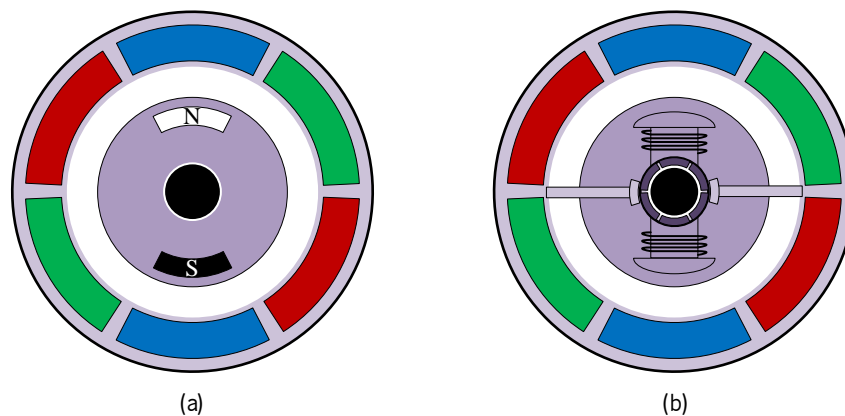


Figura 3.1 – Representação estrutural de uma máquina síncrona com excitação por: (a) Ímanes Permanentes; (b) Enrolamento de campo.

São comumente usadas máquinas síncronas de ímanes permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Machine* – PMSM) nos VEs no que toca a máquinas síncronas, pois a utilização de escovas resultaria em necessidades de manutenção bastante superiores em relação às alternativas, como seria o caso de máquinas síncronas com excitação de campo com recurso a escovas ou anéis deslizantes. O uso de ímanes permanentes em máquinas síncronas remonta a meados do século XX [13], tornando-se

mais relevantes no início da década de 1980 com a integração de ímanes permanentes baseados em neodímio-ferro-boro [14], sendo estes superiores aos de ferrite, níquel ou cobalto. Contudo, os metais raros como o neodímio e o disprósio têm aumentado consideravelmente o preço, perdendo relevância significativamente, levando ao estudo de alternativas aos ímanes permanentes [15]–[17]. No entanto PMSM são vastamente usadas na indústria automóvel, sendo usadas pela *Hyundai, Peugeot, Nissan, Citroën, Mitsubishi, Smart, Ford, Toyota* [18].

3.2.2 Máquina de Relutância

As máquinas de relutância estão entre as tecnologias de máquinas elétricas mais recentes devido ao facto de serem necessários sistemas de controlo que outrora eram demasiado sofisticados ou inexequíveis. Com os avanços tecnológicos na área de eletrónica de potência nas últimas décadas, vulgarizou-se o uso de máquinas de relutância sob a forma de máquinas de passo, comumente usadas na robótica, máquinas de relutância síncrona (*Synchronous Reluctance Machine* – SynRM) e máquinas de relutância comutada (*Switched Reluctance Machine* – SRM) [19].

A constituição da máquina de relutância é bastante simples no ponto de vista eletromagnético, o que leva à compensação da simplicidade estrutural com complexidade no controlo. Tal como as máquinas elétricas anteriormente mencionadas, são constituídas por um estator e um rotor, no entanto o rotor não possui quaisquer ímanes ou enrolamentos, sendo constituído por ferro leve e estruturado de modo a possuir polos salientes como pode ser visualizado na Figura 3.2. A constituição do rotor é simples, pois o princípio de funcionamento é baseado na relutância magnética, grandeza esta que é análoga à resistência nos circuitos elétricos, o que permite à máquina de relutância produzir binário de retenção. O estator possui enrolamentos distribuídos por três fases, tendo um determinado número de pares de polos tal como nas máquinas síncronas. A simples constituição do rotor (sem ímanes permanentes e/ou enrolamentos) torna a máquina de relutância ideal para aplicações em ambientes de elevada temperatura e operação a elevadas velocidades, no entanto é possível que tenha perdas no ferro significativas, assim como também possui *ripple* no binário produzido [20]–[22].

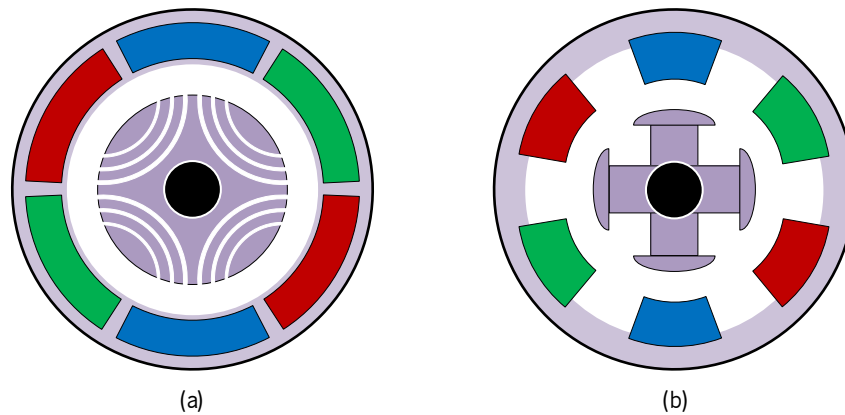


Figura 3.2 – Representação estrutural de uma máquina de relutância: (a) SynRM; (b) SRM.

Uma vez que as máquinas de relutância são eficientes e estruturalmente simples, estão consideravelmente presentes na mobilidade elétrica com tendência a aumentar, existindo patentes ativas em relação a máquinas de relutância pela *Toyota* [23] e *Jaguar Land Rover* [24]. No entanto, a presença de máquinas de relutância em VEs é mais comum com a integração de ímanes permanentes, como são o caso do *Tesla Model 3*, *BMW i3* e *i8*, *Jaguar I-Pace* [25], [26].

3.2.3 Máquina Síncrona de Relutância com Ímanes Permanentes

A máquina síncrona de relutância com ímanes permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Reluctance Machine* – PMSynRM) ou (*Synchronous Reluctance Permanent Magnet* – SRPM) provém da combinação das topologias da SynRM e da PMSM, através da adição de ímanes permanentes na primeira ou da adição de saliência no rotor da segunda como pode ser observado na Figura 3.3 [27]. A combinação de ambas topologias resulta na mitigação das desvantagens inerentes a cada uma, melhorando a densidade de binário, o fator de potência e *ripple* no binário em relação às SynRMs e introduzindo binário de retenção e custos reduzidos em relação às PMSMs [28]–[31].

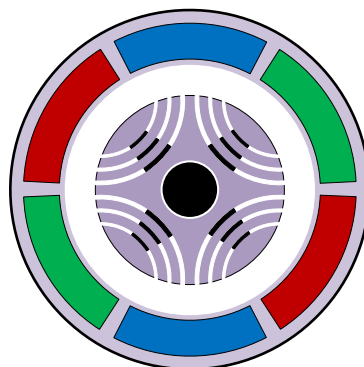


Figura 3.3 – Representação estrutural de uma máquina síncrona de relutância com ímanes permanentes (SRPM).

Tal como nas máquinas de relutância e PMSMs, numa máquina SRPM existem dois eixos de diferente relutância magnética, os eixos d e q , sendo que o primeiro corresponde ao eixo de menor relutância entre o estator e o rotor e o segundo corresponde ao eixo de maior relutância. O eixo d corresponde ao fluxo magnético principal que atravessa o material ferromagnético do rotor, enquanto o eixo q corresponde ao fluxo magnético que atravessa os ímanes permanentes e as ranhuras. Portanto a indutância da máquina elétrica pode ser analisada consoante os dois eixos, a indutância segundo o eixo d (L_d) e a indutância segundo o eixo q (L_q). A saliência de uma máquina elétrica (ξ) é determinada pelo rácio entre as duas indutâncias, como descrito na equação (3.1).

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} \quad (3.1)$$

Quando $\xi = 1$, a máquina elétrica não possui saliência, como é o caso das PMSMs, já no caso das SynRMs, idealmente ξ tenderia para infinito, visto produzirem somente binário de relutância.

3.2.3.1 Máquina Elétrica Seleccionada

A máquina elétrica seleccionada é uma máquina SRPM do fabricante *MC Motor*, Na Tabela 3.1 é possível visualizar as características eletromecânicas nominais da máquina elétrica *SRPM205M8X075*. Pelos valores de L_d e L_q é possível determinar a saliência da máquina elétrica em questão, sendo $\xi = 3$. A relação potência por peso é 1,744 kW/kg, o que é um valor comum na mobilidade elétrica, aproximando-se do VE *Nissan Leaf* com uma potência específica de 1,897 kW/kg [32].

Tabela 3.1 – Características nominais da máquina elétrica *SRPM205M8X075* do fabricante *MC Motor*.

Grandeza	Valor
Potência	75 kW
Velocidade	12 000 rpm
Binário	59,7 Nm
Tensão	380 V (entre fases)
Corrente	150 A
Frequência	800 Hz
Número de par de polos por fase	4
Resistência do estator	14,8 mΩ
Indutância segundo o eixo <i>d</i>	120 μH
Indutância segundo o eixo <i>q</i>	360 μH
Força contraelectromotriz	18,7 V/krpm
Rendimento	96,5%
Massa	43 kg
Momento de inércia	25 403 kg.mm ²
Sistema de refrigeração	Circulação de óleo
Sensor de posição	<i>Resolver</i>

3.3 Algoritmos de Controlo para Veículos Elétricos

O controlo das máquinas elétricas consiste na regulação dos valores de velocidade, binário e potência da mesma, e tal é conseguido recorrendo a algoritmos de controlo para a atuação dos conversores de potência associados à máquina elétrica. De modo que, serão abordadas nesta secção diversas técnicas de controlo de velocidade e/ou binário, tais como: volts por hertz; controlo por orientação de campo (*Field Oriented Control* – FOC); e controlo de máximo binário por ampere (*Maximum Torque Per Ampere* – MTPA).

3.3.1 Volts por Hertz

Volts por hertz, também designado por V/Hz ou V/f , é um método de controlo que consiste na atribuição de um rácio constante entre a amplitude e frequência da tensão aplicada aos enrolamentos do estator da máquina elétrica, pode também ser usado o valor eficaz da tensão em vez da amplitude da mesma. Este algoritmo de controlo é bastante simples, operando na maioria dos casos em malha aberta. É usado quando a precisão da velocidade da máquina elétrica não é relevante em relação ao custo e complexidade do sistema de *drive*, tornando-se popular nos anos sessenta, em que os sistemas computacionais eram ainda bastante primitivos. Contemporaneamente continua a ser usado em sistemas de *drive* de custo reduzido, normalmente sem qualquer sensor para controlo, sendo estabelecidas curvas V/Hz e rampas de aceleração. Na Figura 3.4 é possível visualizar um exemplo de uma curva V/f onde a tensão e a

frequência aumentam linearmente até atingirem os valores nominais (V_n e f_n), a tensão permanece constante no valor nominal para frequências superiores à nominal. A curva V/f pode ter um ajuste nas frequências mais baixas, aplicando mais tensão de modo a compensar a queda de tensão proveniente da resistência dos enrolamentos do estator [33]. É também usado em aplicações de alta velocidade devido à sua simplicidade. No entanto em comparação a outros algoritmos de controle, V/Hz pode ser bastante lento a atingir a velocidade de referência, ou apresentar um comportamento oscilatório, assim como a velocidades reduzidas, a produção de binário é significativamente baixa em relação às capacidades da máquina elétrica [34], [35].

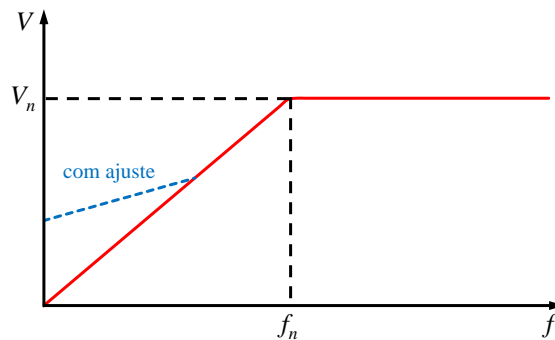


Figura 3.4 – Relação entre a frequência e a tensão com a técnica de controle volts por hertz.

3.3.2 Controle por Orientação de Campo (FOC)

O controle por orientação de campo (FOC), patenteado em 1971 pela *Siemens* [36], recorre ao uso de um referencial rotativo ao invés de um referencial estacionário para controlar as correntes e tensões nos enrolamentos do estator da máquina elétrica. O referencial síncrono é proveniente da conversão do sistema de coordenadas abc no sistema de coordenadas dq , resultando em variáveis com um comportamento semelhante às variáveis CC, ou seja, estacionárias, que tendem para um determinado valor. Ao realizar a conversão para as correntes dos enrolamentos do estator da máquina elétrica, resultam a corrente de magnetização (i_d) e a corrente para a produção de binário (i_q). Esta conversão é possível usando a transformada de Park, proveniente de R. Park e A. Blondel [37]–[39]. A operação matemática da transformada de Park é dada por:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

em que i_d representa a componente direta, i_q em quadratura e i_0 a de sequência zero das correntes i_a , i_b e i_c , θ é o ângulo de fase da corrente i_a . No caso de uma máquina elétrica, a componente i_0 não precisa de ser considerada, uma vez que se trata de um sistema trifásico a três condutores, sem neutro, eliminando assim qualquer possibilidade de existirem componentes de sequência zero no sistema. Caso as correntes i_a , i_b e i_c sejam puramente sinusoidais, isto é, sem distorção harmónica, as correntes i_d e i_q resultantes da transformação são puramente CC. No entanto caso haja distorção harmónica, esta resultaria em *ripple* nas correntes i_d e i_q . Assim sendo, o controlo da máquina elétrica assemelha-se algoritmicamente ao de uma máquina elétrica CC, sendo bastante comum o uso de controladores proporcional integral (PI) para gerar uma referência de corrente i_q , visto que esta está diretamente relacionada com o binário produzido pela máquina elétrica. No que toca ao valor de i_d , este depende da relutância presente na máquina elétrica, que no caso das máquinas síncronas de ímanes permanentes (PMSM) permanece nulo enquanto não opera na zona de enfraquecimento de campo, já no caso da máquina de relutância síncrona (SynRM) ou da máquina síncrona de relutância com ímanes permanentes (SRPM), é necessário atribuir um valor não nulo para que produzam binário. Normalmente são usados conversores fonte de tensão, sendo controlados através de referências de tensão e não de corrente, v_d e v_q . Recorrendo a mais controlos PI é possível converter a referência de corrente numa referência de tensão, sendo necessário posteriormente reconverter para o sistema de coordenadas abc , para tal é aplicada a transformada inversa de Park.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

De modo a atuar a máquina elétrica com o controlo FOC, é necessário ter conhecimento do valor de θ , uma vez que este se encontra sincronizado com o enlace de fluxo do rotor. Recorrendo a um sensor de posição, como um *resolver*, é possível determinar a posição angular do rotor, permitindo por fim impor o enlace de fluxo desejado no rotor através da corrente i_d . O controlo FOC possui uma performance bastante superior ao controlo volts por hertz, e a simplificação do controlo como se fosse uma máquina elétrica CC, influencia o aumento do uso de máquinas elétricas CA [40].

3.3.3 Controlo de Máximo Binário por Ampere (MTPA)

O controlo MTPA, tal como o nome indica, consiste em maximizar o binário produzido pela máquina elétrica para uma determinada intensidade de corrente nos enrolamentos do estator, sendo assim um controlo complementar aos anteriormente mencionados na secção 3.3. A otimização é conseguida através da afinação do rácio das correntes i_q e i_d , ou seja, o ângulo da corrente. No caso de uma máquina elétrica sem relutância, como numa PMSM, o ângulo da corrente para o qual o binário seria máximo é de $\pi/2$, salvo em operação com enfraquecimento de campo, não tendo em conta a saturação magnética. Já no caso de uma máquina elétrica de relutância, como numa SynRM, o ângulo da corrente para o qual o binário seria máximo é de $\pi/4$. Em ambos os casos, os ângulos de corrente que geram o binário máximo não variam com a intensidade da corrente. Uma vez que uma máquina SRPM é uma hibridização das duas, o ângulo da corrente para a produção máxima de binário por ampere está compreendido entre $\pi/4$ e $\pi/2$. O binário produzido por uma máquina SRPM (T_m) é dado por:

$$T_m = \frac{3}{2}p[\lambda_{pm}i_q - (L_q - L_d)i_d i_q] \quad (3.4)$$

em que p é o número de pares de polos da máquina elétrica, λ_{pm} é o enlace de fluxo magnético gerado pelos ímanes permanentes, L_q e L_d são a indutância segundos os eixos q e d , respetivamente. Analisando a equação (3.4), é possível separar as duas componentes responsáveis pela produção de binário, a componente associada aos ímanes permanentes ($\lambda_{pm}i_q$) e a componente associada à relutância ($(L_q - L_d)i_d i_q$). Considerando $i_d = I_s \cos(\theta)$, $i_q = I_s \sin(\theta)$ e $I_s^2 = i_d^2 + i_q^2$ é possível reescrever a equação (3.4) em função do ângulo da corrente e da amplitude das correntes nos enrolamentos do estator:

$$T_m = \frac{3}{2}p \left[\lambda_{pm} I_s \sin(\theta) + \frac{1}{2} (L_q - L_d) I_s^2 \sin(2\theta) \right] \quad (3.5)$$

Ao separar a equação (3.5) nas suas componentes de ímanes permanentes e relutância, determina-se que o binário é máximo para $\theta = \pi/2$ no primeiro caso, e $\theta = \pi/4$ no segundo, quando a função seno toma o valor de unidade. Com o aumento da amplitude da corrente I_s , a relevância da componente de relutância aumenta em relação à componente de ímanes permanentes, visto esta estar ao quadrado, o que faz com que a curva de MTPA comece mais próxima de $\theta = \pi/2$, e à medida que a corrente aumenta, θ aproxima-se cada vez mais de $\pi/4$. De modo a obter a curva MTPA que relaciona o ângulo da corrente com a amplitude da mesma, iguala-se a zero a derivada do binário em ordem ao ângulo [41], resultando:

$$\theta = \arcsin \left(\frac{-\lambda_{pm} + \sqrt{\lambda_{pm}^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_s^2}}{4(L_q - L_d)I_s} \right) \quad (3.6)$$

Com o intuito de efetuar o controlo MTPA para a máquina SRPM, é necessário calcular i_d em função de i_q , para tal reorganiza-se a equação (3.4) com auxílio da equação (3.6), resultando:

$$i_d = \frac{\lambda_{pm} - \sqrt{\lambda_{pm}^2 + 4(L_q - L_d)^2 i_q^2}}{2(L_q - L_d)} \quad (3.7)$$

A equação (3.7) [42], [43] pode ser usada para efetuar o controlo MTPA de uma máquina SRPM, usando a variável i_q como entrada, visto esta estar diretamente relacionada com o binário produzido por uma máquina elétrica, no entanto são comumente utilizadas tabelas de pesquisa (*Lookup Table* – LUT) por se tratar de uma operação complexa, podendo ser algoritmicamente dispendiosa, dependendo das potencialidades dos sistemas de controlo disponibilizados [44]–[46].

3.4 Conclusão

Este capítulo apresenta diversas topologias de máquinas elétricas assim como algoritmos de controlo para as mesmas, sendo abordadas a máquina síncrona de ímanes permanentes, seguida das máquinas de relutância, e por fim é abordada a máquina síncrona de relutância de ímanes permanentes, visto que esta se trata da máquina elétrica usada no protótipo referente a esta dissertação. São apresentados algoritmos de controlo de máquinas elétricas, como volts por hertz, controlo por orientação de campo e controlo de máximo binário por ampere.

Capítulo 4

Simulações Computacionais do Sistema de Tração

4.1 Introdução

Após o estudo das topologias de conversores de potência e dos algoritmos de controlo para máquinas elétricas, são apresentadas as simulações computacionais do sistema integrado abordado no âmbito desta dissertação de mestrado. Na Figura 4.1 está representado o sistema integrado simulado, consistindo num conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três braços acoplado a um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços, cuja carga é uma máquina SRPM.

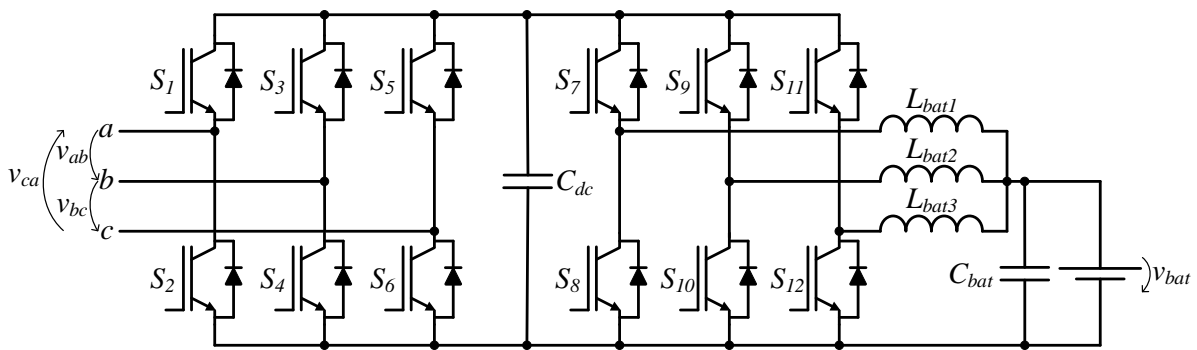


Figura 4.1 – Sistema de tração simulado.

A simulação visa validar o sistema de tração do VE, contemplando travagens regenerativas para diversas cargas e velocidades e diversos algoritmos de controlo. Para todas as simulações recorreu-se ao *PSIM*, software desenvolvido pela *PowerSim* dedicado a eletrónica de potência, sendo usada a versão 9.1.1.400. Como se pode visualizar na Figura 4.2, está representado o ambiente de simulação da ferramenta *PSIM*, integrando a máquina elétrica, os conversores de potência e respetivos circuitos de *driver* e circuitos lógicos de controlo.

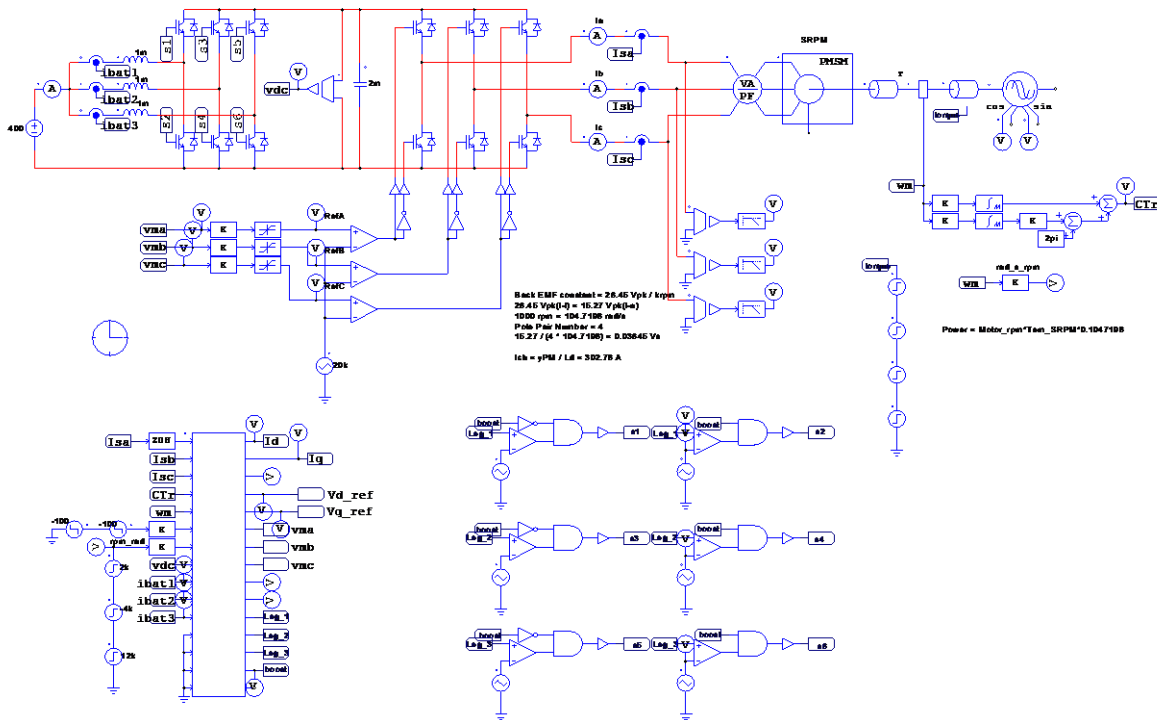


Figura 4.2 – Ambiente da ferramenta PSIM contendo o modelo de simulação do sistema de tração.

4.2 Simulação do Sistema de Tração

A simulação do sistema de tração integral é conseguida através da simulação iterativa dos módulos integrantes do mesmo, sendo estes: o sensor de posição; a transformada de Park; o algoritmo de controlo da máquina elétrica; e o algoritmo de controlo do barramento CC e corrente nas baterias. Com o intuito de se aproximar dos valores usados no protótipo são usadas como frequências de amostragem e comutação dos conversores, 50 kHz e 20 kHz, respetivamente.

4.2.1 Sensor de Posição

A máquina elétrica selecionada possui um sensor de posição *resolver* incorporado. Este sensor consiste em um transformador rotativo que contém dois enrolamentos desfasados 90° entre si, gerando um par de sinais seno e cosseno aquando da rotação do rotor da máquina elétrica, uma vez que o sensor *resolver* roda juntamente com o rotor. O princípio de funcionamento de um resolver de um ponto de vista puramente elétrico assemelha-se ao de uma máquina elétrica, pelo que este também possui um número de pares de polos definido, sendo quatro neste caso tal como a máquina elétrica selecionada. Na Figura 4.3 estão representados a velocidade do motor (n_m), os sinais à saída do *resolver* ($\cos(\theta)$; $\sin(\theta)$) e o ângulo do motor (θ). A máquina elétrica é sujeita a uma carga de binário negativo constante (-50 Nm), operando como gerador. O ângulo da máquina elétrica toma valores entre 0 e 2π , completando uma

revolução a cada 8π , basicamente a cada 4 ciclos dos sinais do *resolver* visto que possui 4 pares de polos. A frequência do sinal de saída do *resolver* vai aumentando linearmente, tal é consequência do aumento linear da velocidade de rotação da máquina elétrica proveniente do binário constante aplicado.

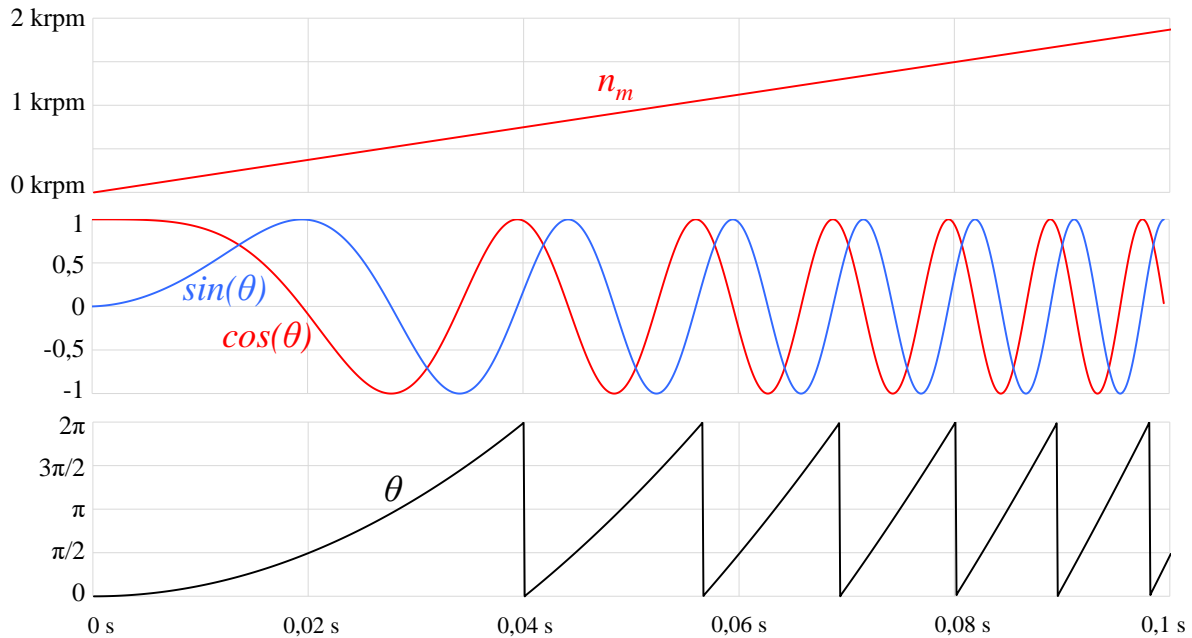


Figura 4.3 – Resultados de simulação do sensor de posição *resolver* durante o arranque.

Na Figura 4.4, a máquina elétrica encontra-se à velocidade nominal, sendo acionada por uma carga de velocidade constante (12 000 rpm). É possível constatar que no intervalo de tempo de 10 ms ocorrem 8 ciclos dos sinais do *resolver*, correspondendo a um período de 1,25 ms, ou seja, 800 Hz. Uma vez determinada corretamente a posição angular do rotor da máquina elétrica, torna-se possível implementar a transformada de Park para o controlo da mesma.

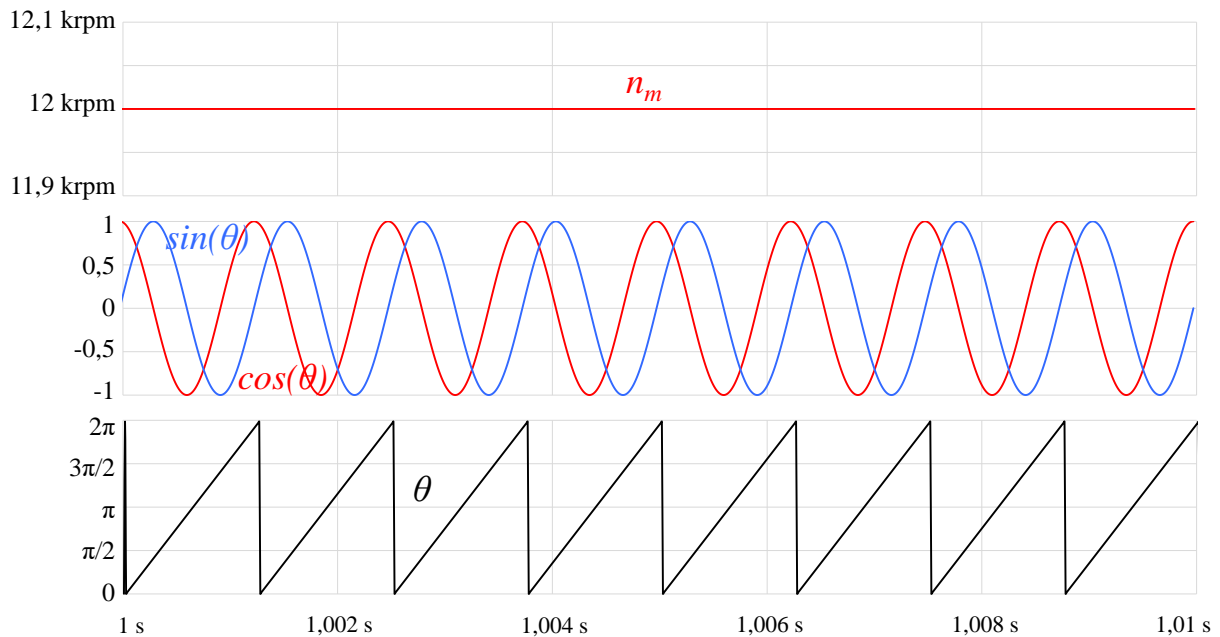


Figura 4.4 – Resultados de simulação do sensor de posição *resolver* em velocidade nominal.

4.2.2 Transformada de Park

A implementação do controlo MTPA requer o uso da transformada de Park, portanto esta tem de ser validada. A transformada de Park consiste na alteração do referencial de variáveis de coordenadas abc para coordenadas dq , sendo neste caso aplicada a transformada para as correntes nos enrolamentos do estator da máquina elétrica ($i_a, i_b, i_c; i_d, i_q$) e para as tensões de referência a aplicar nos mesmos ($v_a, v_b, v_c; v_d, v_q$). Na Figura 4.5 podem ser vistas as correntes nos enrolamentos do estator da máquina elétrica, assim como as tensões de referência a aplicar aos mesmos, tanto em coordenadas abc como em coordenadas dq . A máquina elétrica encontra-se a operar à velocidade nominal com uma carga de 50 Nm. Na Figura 4.5(a), a máquina elétrica gira no sentido positivo, podendo ser constatado pela sequência das fases abc . i_q toma aproximadamente os valores de pico das correntes i_a, i_b e i_c assim como v_d em relação a v_a, v_b e v_c . Invertendo o sentido de rotação, Figura 4.5(b), as amplitudes das correntes e tensões mantêm-se, alterando-se a sequência das fases para acb . v_d e i_d permanecem iguais, no entanto v_q e i_q invertem o valor, mantendo-se em módulo. Em ambos os sentidos é possível observar que a máquina elétrica opera como motor, visto que as correntes estão praticamente em fase com a tensão, resultando num elevado valor de potência ativa positivo.

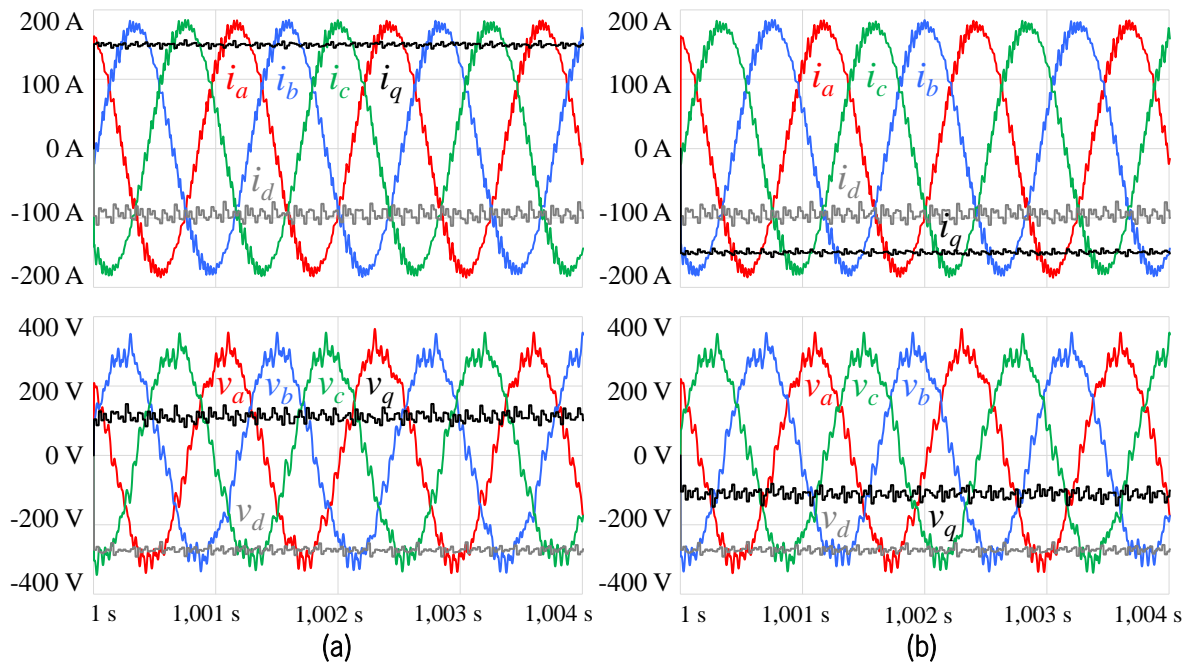


Figura 4.5 – Resultados de simulação da transformada de Park com a máquina elétrica a operar como motor com uma carga de 50 Nm à velocidade nominal no sentido: (a) Positivo; (b) Negativo.

Na Figura 4.6(a), a máquina elétrica gira no sentido positivo, podendo ser constatado pela sequência das fases abc . i_q toma aproximadamente os valores de pico das correntes i_a , i_b e i_c assim como v_d em relação a v_a , v_b e v_c , tal como na Figura 4.5(a), no entanto os valores de i_q e v_d são invertidos em relação à mesma devido à alteração do modo de funcionamento de motor para gerador. Este pode ser constatado pelo facto de as correntes estarem praticamente desfasadas 180° com a tensão, resultando num elevado valor de potência ativa negativo. Invertendo o sentido de rotação, Figura 4.6(b), as amplitudes das correntes e tensões mantêm-se, alterando-se a sequência das fases para acb . v_d e i_d permanecem iguais, no entanto v_q e i_q invertem o valor, mantendo-se em módulo.

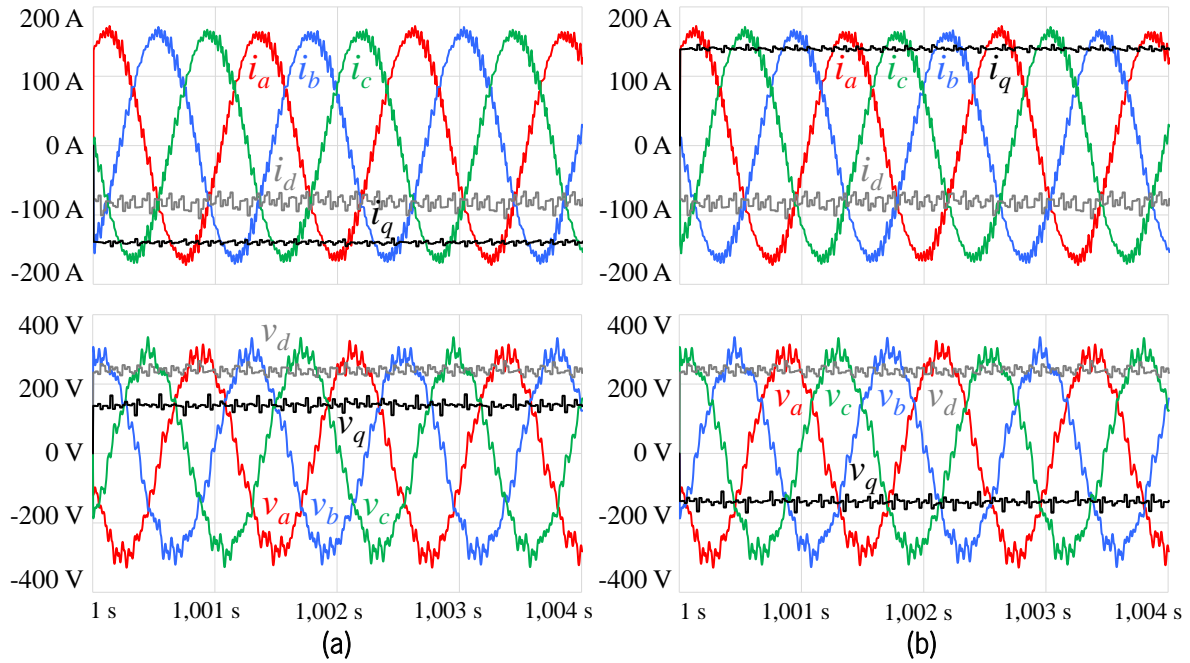


Figura 4.6 – Resultados de simulação da transformada de Park com a máquina elétrica a operar como gerador com uma carga de -50 Nm à velocidade nominal no sentido: (a) Positivo; (b) Negativo.

4.2.3 Algoritmo de Controlo da Máquina Elétrica

Validada a transformada de Park, é implementado o controlo MTPA, controlando o fluxo magnético (i_d) e o binário (i_q) produzidos pela máquina elétrica. Uma vez que se trata de variáveis CC, que tendem para um determinado valor, são usados controladores PI, tal como é observável no diagrama de blocos presente na Figura 4.7. A velocidade de rotação da máquina elétrica é controlada regulando o binário (i_q), que por sua vez determina o fluxo magnético (i_d) a ser produzido e conseqüentemente a tensão a ser aplicada nos enrolamentos do estator da máquina elétrica.

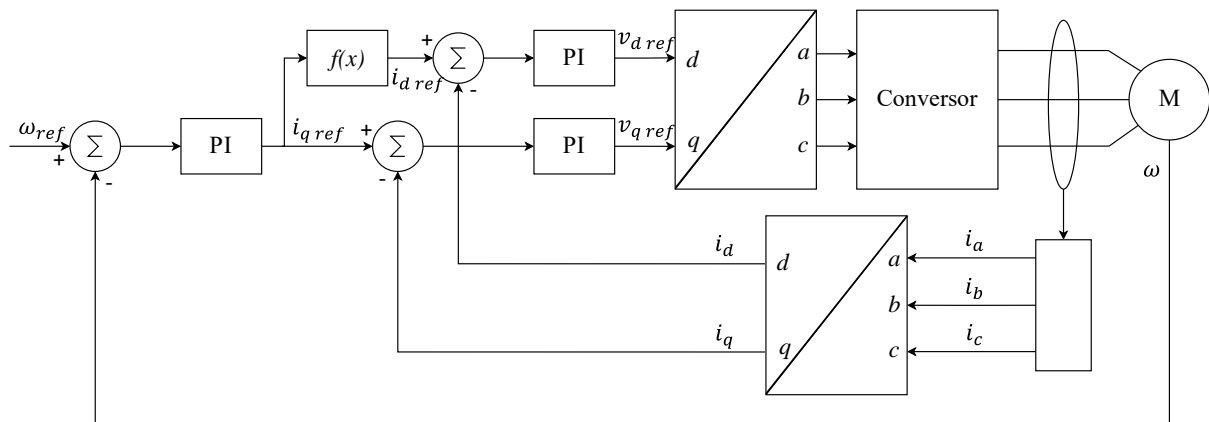


Figura 4.7 – Diagrama de blocos do controlo MTPA.

Na Figura 4.8 é possível observar as correntes nos enrolamentos do estator da máquina elétrica, assim como o binário produzido, a velocidade de rotação e respetiva referência da mesma. A velocidade de referência é atingida em cerca de 0,57 s, nesse período i_q encontra-se saturado em 180 A, limite definido para a atual instância de simulação, fornecendo o máximo binário permitido, sendo este 70 Nm. No instante 0,6 s, a referência de velocidade é reduzida para 6000 rpm, dando início a uma desaceleração de amplitude simétrica à aceleração anterior, saturando i_q em -180 A até que os 6000 rpm sejam atingidos. Em regime permanente, i_q é 49 A e o binário produzido é 11,6 Nm, sendo o suficiente para manter a carga de 10 Nm e a máquina elétrica em velocidade constante.

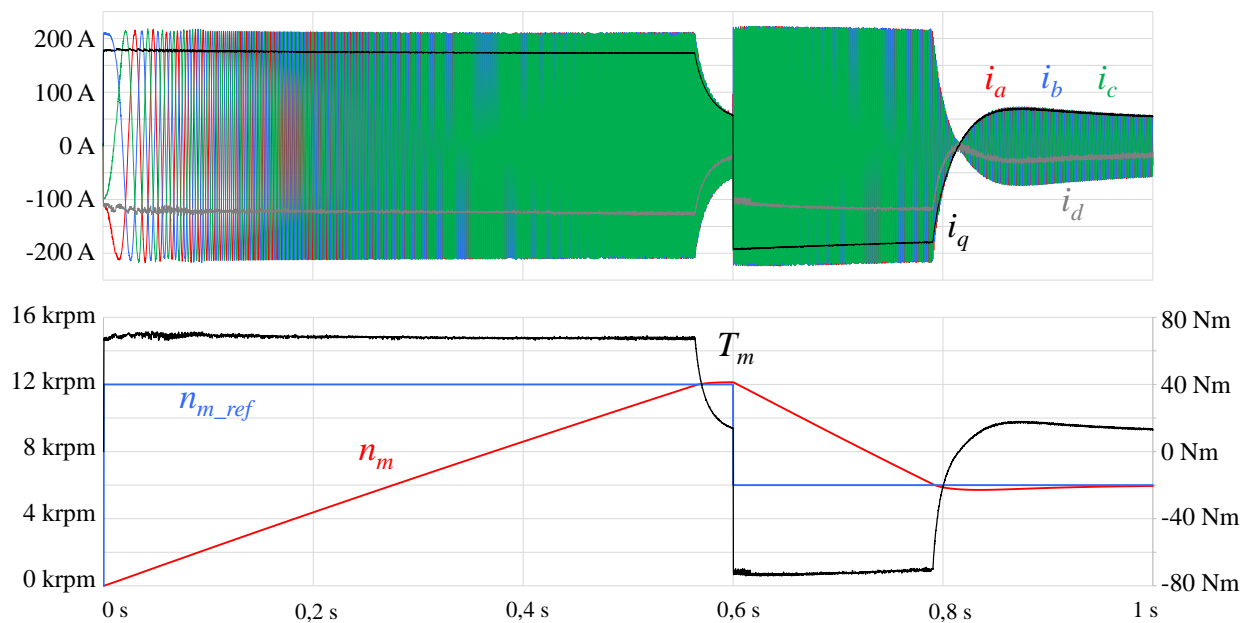


Figura 4.8 – Resultados de simulação do algoritmo de controlo da máquina elétrica com referência de velocidade variável e carga constante (10 Nm).

Na Figura 4.9 estão representados os resultados de simulação para a variação de carga mantendo a velocidade de referência constante. As variáveis expostas são as mesmas presentes na análise anterior. No instante 0,7 s, a carga é aumentada de 20 Nm para 50 Nm, dando início à desaceleração da máquina elétrica. Assim que a velocidade de rotação da mesma se torna inferior à referência, i_q aumenta, aumentando o binário produzido para compensar o aumento de carga, sofrendo somente um desvio de velocidade de cerca de 0,83% em relação à referência. Para o caso de a carga de 20 Nm, i_q e o binário em regime permanente tomam valores de 84 A e 23,2 Nm, respetivamente, para a carga de 50 Nm, i_q e o binário tomam valores de 150 A e 53,2 Nm, respetivamente.

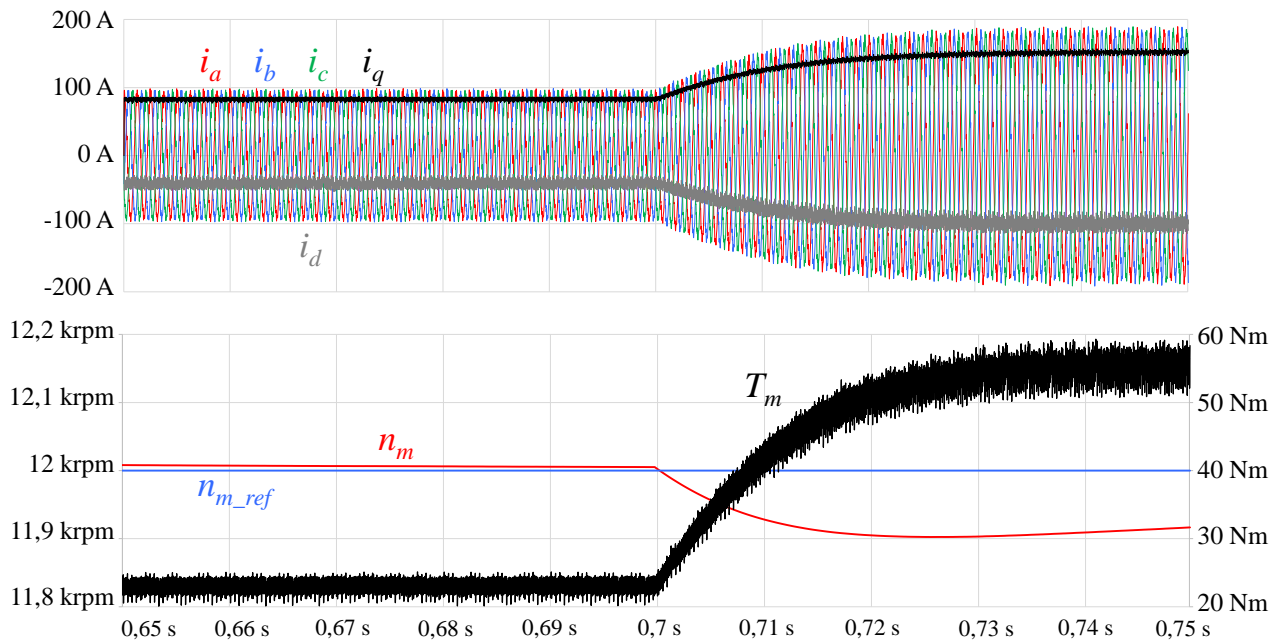


Figura 4.9 – Resultados de simulação do algoritmo de controlo da máquina elétrica com aumento de carga de 20 Nm para 50 Nm a velocidade constante (12 000 rpm).

4.2.4 Algoritmo de Controlo do Barramento CC e Corrente nas Baterias

Uma vez o controlo do conversor CC-CA para a máquina elétrica validado, é necessário implementar um barramento CC capaz alimentar a máquina elétrica, recorrendo ao conversor CC-CC. Com o objetivo de minimizar o *ripple* da corrente nas baterias, a corrente é dividida pelos três braços do conversor desfasadas 120° entre si, implementando assim a topologia *interleaved*. O controlo do barramento consiste em manter a tensão do mesmo (v_{dc}) num determinado valor definido como referência, quando v_{dc} é superior à referência, o conversor opera no modo *buck* e quando v_{dc} é inferior à referência, o conversor opera no modo *boost*. É implementada uma margem de histerese para evitar comutações desnecessárias e excessivas do modo de operação do conversor. Na Figura 4.10 está representado um diagrama de blocos relativo à determinação dos sinais de atuação para o conversor, sendo calculada uma referência para a corrente das baterias ($i_{bat\ ref}$) com base em v_{dc} , da qual é dividida por três para ser aplicada a cada braço do conversor, recorrendo novamente a um controlo PI.

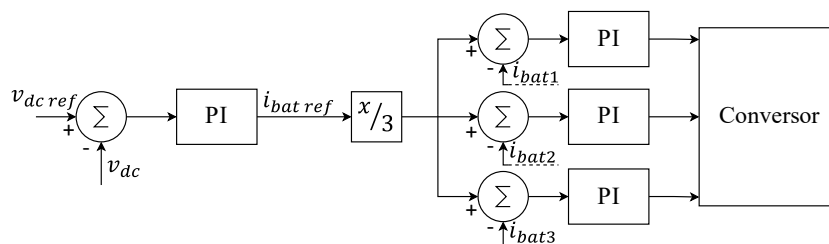


Figura 4.10 – Diagrama de blocos do controlo do barramento CC simplificado.

A Figura 4.11 apresenta as correntes na bateria e nos braços de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três braços. No caso da Figura 4.11(a), o *ripple* na corrente das baterias é praticamente inexistente, já na Figura 4.11(b) o *ripple* presente, apesar de ser um dos piores casos para o conversor em questão (50%), é três vezes menor que o das correntes nos braços do conversor, resultando num *ripple* três vezes menor caso fosse implementado um conversor com somente um braço para a mesma aplicação.

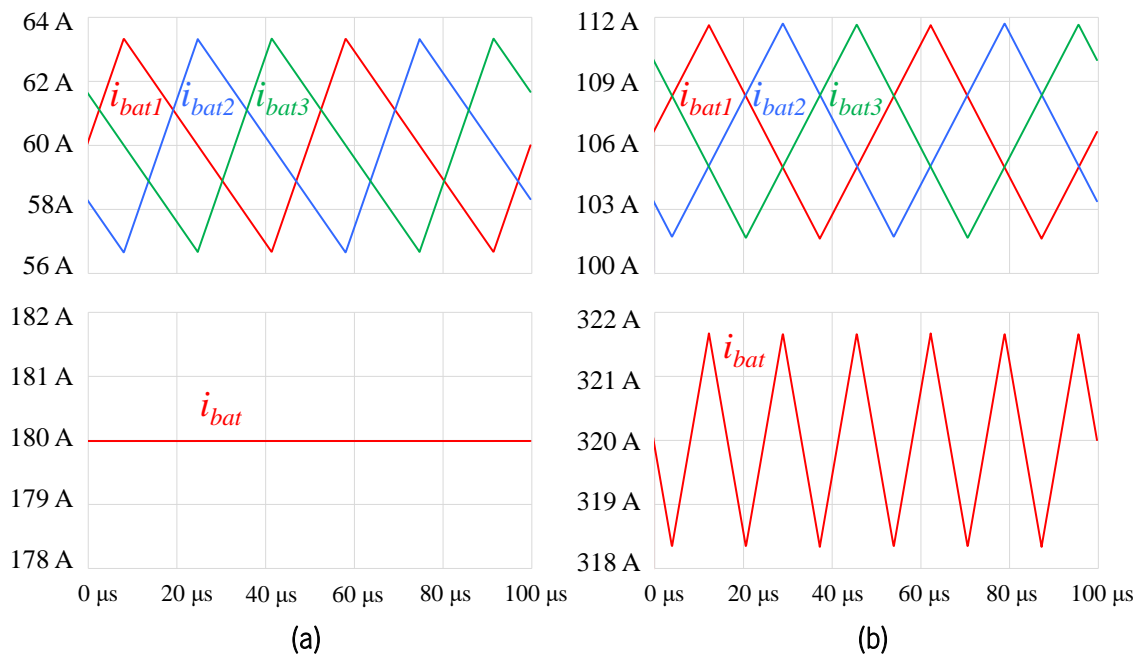


Figura 4.11 – Resultados de simulação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* em malha aberta para um *duty cycle* de: (a) 33,3%; (b) 50%.

Na Figura 4.12 está apresentado um resultado de simulação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* a operar em malha fechada, usando a corrente nas baterias (i_{bat}) como variável de controlo. No caso da Figura 4.12(a), o conversor opera em modo *boost*, fornecendo energia ao barramento CC. No instante 0,1 ms, $i_{bat\ ref}$ é aumentada para 200 A, alteração esta que é rapidamente atingida, voltando ao regime estacionário ao fim de 0,4 ms. Enquanto as correntes nos braços do conversor (i_{bat1} , i_{bat2} e i_{bat3}) possuem um *ripple* de cerca de 10 A, i_{bat} possui somente 3 A. No caso da Figura 4.12(b), o conversor opera agora em modo *buck*, fluindo a energia do barramento CC para as baterias. No instante 0,1 ms, tal como no caso anterior, $i_{bat\ ref}$ é aumentada para 200 A. O comportamento do conversor é semelhante em ambos os modos de operação.

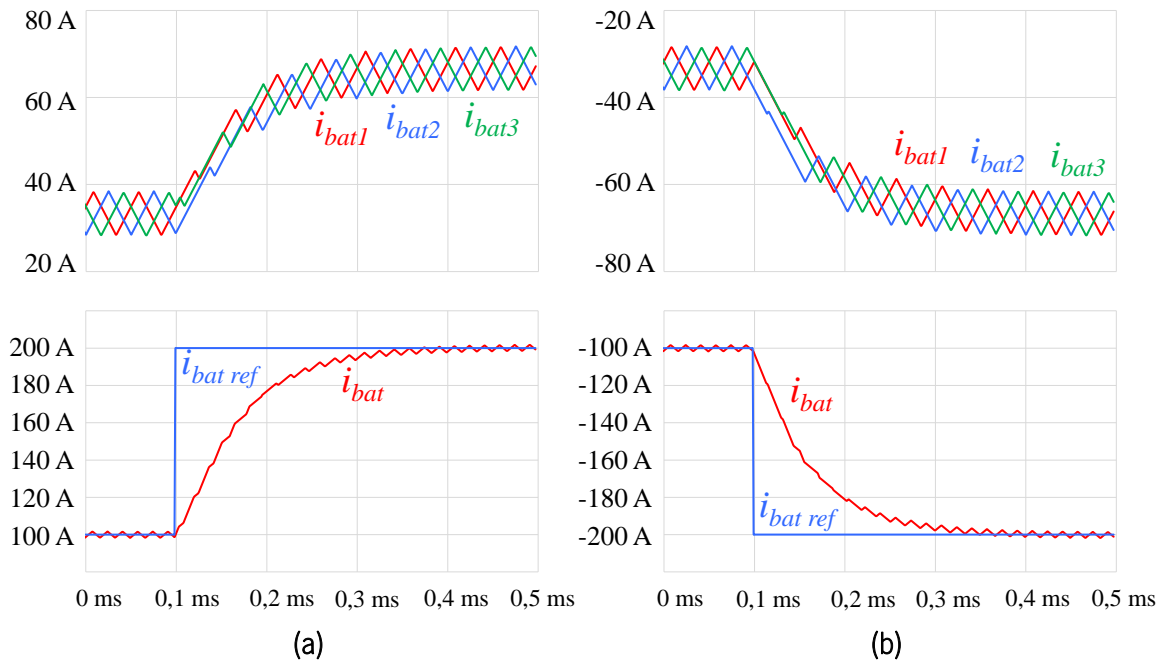


Figura 4.12 – Resultados de simulação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* em malha fechada a operar no modo: (a) *Boost*, (b) *Buck*.

4.2.5 Sistema de Tração

Após a serem validados: o sensor de posição; a transformada de Park; o algoritmo de controlo da máquina elétrica; e o algoritmo de controlo do barramento CC e corrente nas baterias, é apresentada a simulação integral do sistema de tração, em que todos os elementos de simulação previamente apresentados operam harmoniosamente para a atuação da máquina elétrica. Na Figura 4.13 é possível visualizar a aceleração da máquina elétrica desde o estado de repouso (0 rpm) até à velocidade nominal (12 000 rpm). Estão representadas as correntes nos enrolamentos do estator da máquina elétrica em coordenadas dq , o binário produzido pela máquina elétrica, a corrente nas baterias e a tensão no barramento CC. A máquina elétrica atinge a velocidade nominal aos 0,48 s, recorrendo ao binário máximo disponibilizado pelo controlo, cerca de 70 Nm uma vez que i_q se encontra limitado a 180 A. O valor máximo de velocidade atingido é 12 056 rpm, correspondendo a um erro de 0,467% em relação à referência. Durante a aceleração da máquina elétrica, a tensão v_{dc} atinge um valor mínimo de 794 V (0,75% de erro em relação à referência de 800 V), permanecendo maioritariamente em 796 V (0,5%) durante este período. Assim que a velocidade de referência é atingida, o binário produzido pela máquina elétrica reduz drasticamente, resultando na subida da tensão v_{dc} , que atinge um valor máximo de 809 V (1,1%), valor este que seria mais elevado caso houvesse uma carga acoplada, aumentando a inércia do sistema mecânico.

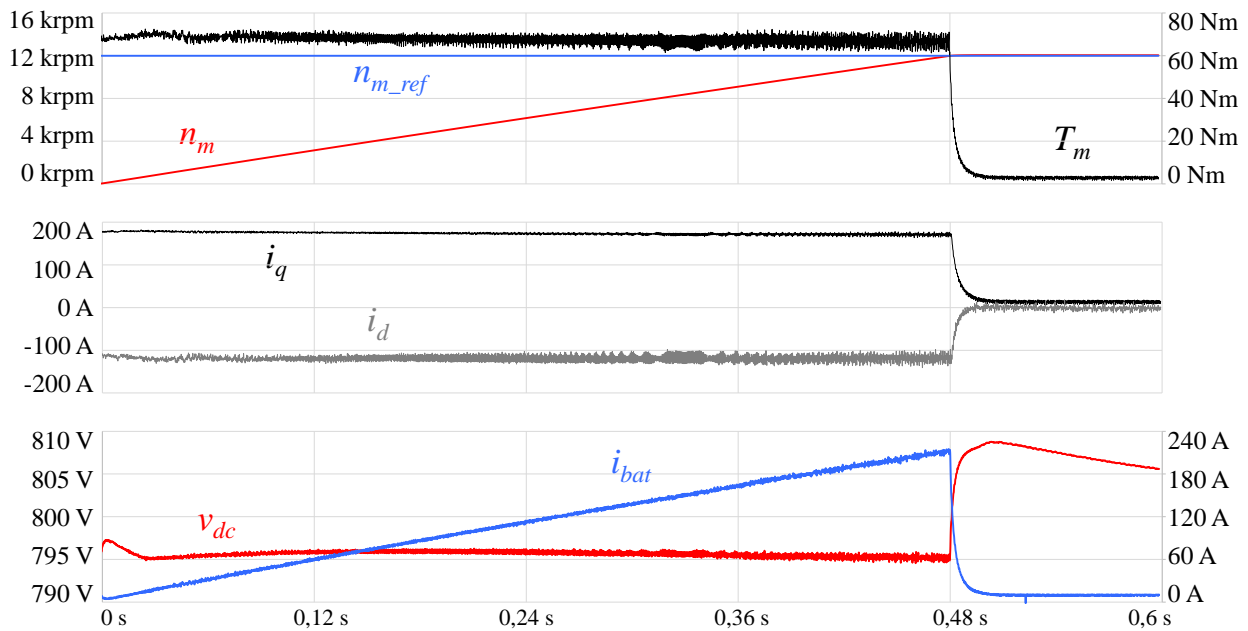


Figura 4.13 – Resultados de simulação do sistema de tração a acelerar desde o repouso até à velocidade nominal sem carga.

Uma vez validado o sistema em vazio, é testada a resposta a variações de carga. Na Figura 4.14 estão representados os resultados de simulação do sistema de tração com variação de carga à velocidade nominal e tal como anteriormente, estão observáveis as correntes nos enrolamentos do estator da máquina elétrica em coordenadas dq , o binário produzido pela máquina elétrica, a corrente nas baterias e a tensão no barramento CC. A máquina elétrica encontra-se em vazio até ao instante 0,4 s, instante este em que é acionada uma carga de binário constante de 30 Nm, levando ao aumento de i_q de modo a manter a velocidade de referência (12 000 rpm), i_q toma o valor de 112 A, correspondendo a um binário de 34 Nm e uma potência (P_m) de 42,9 kW. Devido ao aumento da carga, a máquina elétrica sofre uma ligeira desaceleração, atingindo uma velocidade mínima de 11 962 rpm, correspondendo a um erro de 0,32%. A tensão v_{dc} , também devido ao aumento de carga, atinge um valor mínimo de 795 V (0,63%). No instante 0,45 s, é acionada uma carga de binário constante de -30 Nm, o que leva a máquina elétrica a alterar o modo de funcionamento de motor para gerador, levando à diminuição de i_q até tomar valores negativos, tomando o valor de -100 A, correspondendo a um binário de -29 Nm e uma potência de -36,6 kW. Apesar de o binário da carga ser simétrico ao caso anterior, uma vez que opera como gerador, parte da energia proveniente da carga corresponde a perdas do sistema mecânico, que no caso anterior era compensado com mais potência. Devido à alteração do modo de funcionamento, a máquina elétrica sofre uma ligeira aceleração, atingindo uma velocidade máxima de 12 071 rpm, correspondendo a um erro de 0,59%. A tensão v_{dc} aumentou, visto que no instante 0,45 s ambos os conversores forneciam energia ao barramento CC, sendo necessário o conversor CC-CC alterar o modo

de operação para *buck*, acionando a travagem regenerativa, v_{dc} atinge um valor máximo de 809 V (1,1%). No instante 0,5 s, a carga toma um valor de 10 Nm, invertendo novamente o modo de funcionamento, de gerador para motor, resultando num comportamento semelhante ao primeiro caso (instante 0,4 s). i_q toma o valor de 58 A, correspondendo a um binário de 14 Nm e uma potência de 18,1 kW. A máquina elétrica sofre uma ligeira desaceleração, atingindo uma velocidade mínima de 11 962 rpm, correspondendo a um erro de 0,32%, tal como no primeiro caso. A tensão v_{dc} atinge um valor mínimo de 795 V (0,63%).

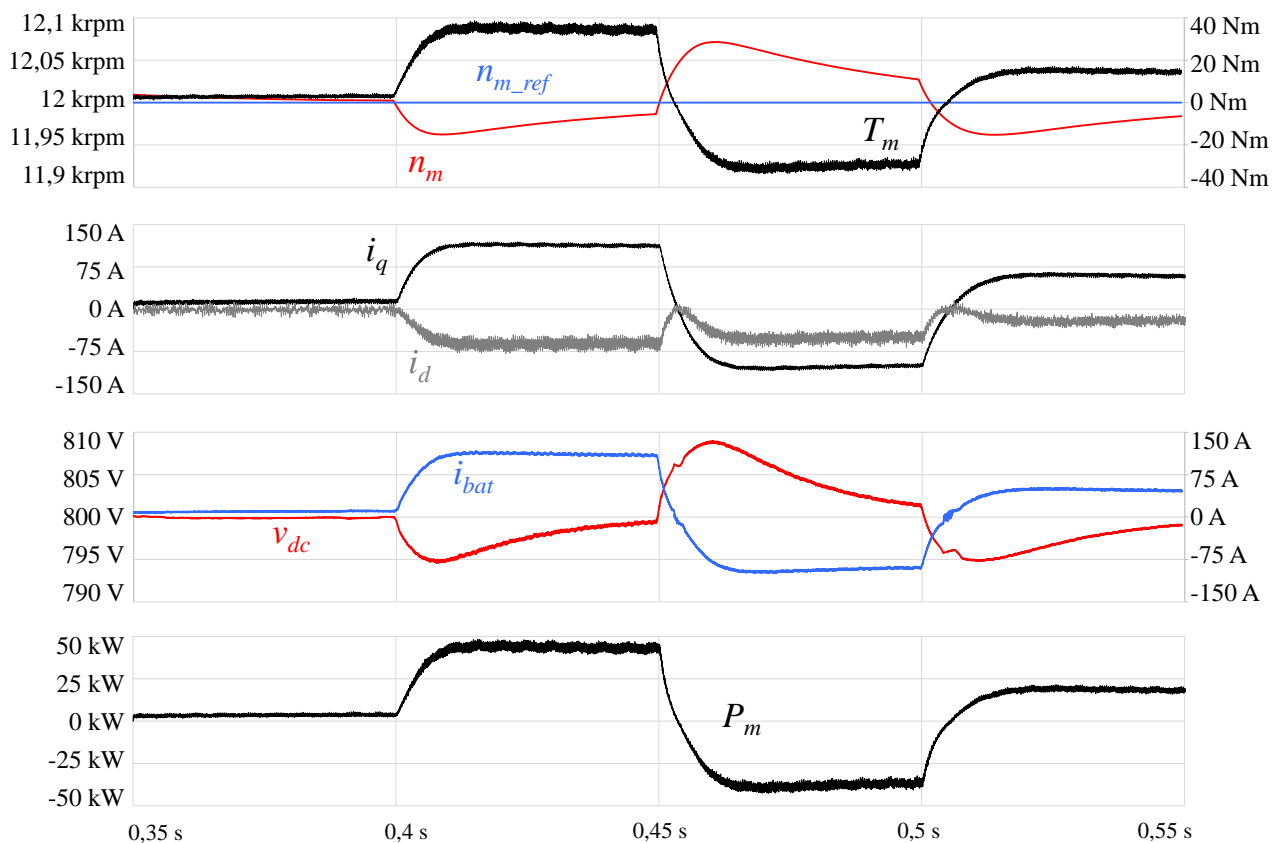


Figura 4.14 – Resultados de simulação do sistema de tração com variação de carga à velocidade nominal.

Após testar variações de carga para uma velocidade constante, são agora testadas variações de velocidade para uma carga constante, como é visível na Figura 4.15. Inicialmente a máquina elétrica encontra-se em regime permanente a uma velocidade de 6000 rpm com uma carga de 20 Nm acoplada. i_q encontra-se a 78 A, o binário a 21,4 Nm e a potência a 13,5 kW. No instante 0,4 s, a referência de velocidade é reduzida de 6000 rpm para 2000 rpm, resultando numa desaceleração que aciona a travagem regenerativa, i_q toma o valor de -180 A, saturando. A tensão v_{dc} atinge um valor máximo de 811 V (1,38%). Ao fim de 116 ms, por volta de 0,516 s, a máquina elétrica atinge a velocidade de referência, dando fim à travagem regenerativa e estabilizando a velocidade a partir desse instante, atingindo uma velocidade mínima de 1896 rpm (5,2%). i_q encontra-se a 79 A, o binário a 21,1 Nm e a

potência a 4,2 kW. No instante 0,6 s, a referência de velocidade é aumentada para 4000 rpm, resultando numa aceleração que satura i_q em 180 A. A tensão v_{dc} atinge um valor mínimo de 795 V (0,63%). Ao fim de 113 ms, por volta de 0,713 s, a máquina elétrica atinge a velocidade de referência, estabilizando a velocidade a partir desse instante, atingindo uma velocidade máxima de 4032 rpm (0,8%). i_q encontra-se a 78 A, o binário a 20,8 Nm e a potência a 8,8 kW.

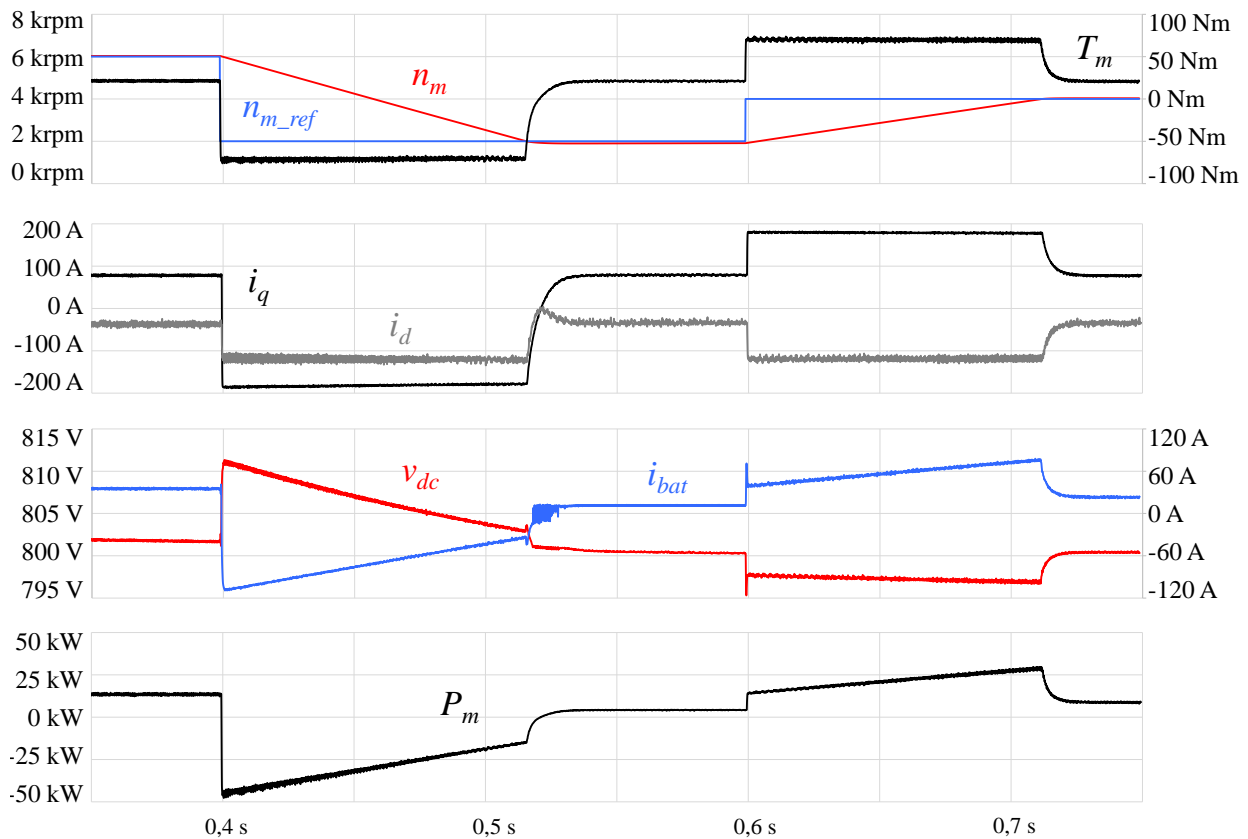


Figura 4.15 – Resultados de simulação do sistema de tração com variação de velocidade com carga constante (20 Nm).

4.3 Conclusão

Este capítulo apresenta as simulações referentes aos componentes presentes no sistema de tração de um VE, assim como a simulação do sistema de tração integral. São simuladas diversas condições de funcionamento, tais como a aceleração do VE a partir do repouso, variações de carga e de velocidade e travagem regenerativa. Inicialmente são validados os elementos constituintes do sistema, integrando o sensor de posição e validando os algoritmos da transformada de Park. Posteriormente é implementado o controlo da tensão do barramento CC e correntes nas baterias, assim como o controlo MTPA utilizado para na máquina elétrica. Uma vez validados, são registados resultados de simulação para diversas condições de operação do sistema.

Capítulo 5

Protótipo do Sistema de Tração

5.1 Introdução

Uma vez o sistema de tração simulado, é apresentado o protótipo do sistema de tração utilizado no desenvolvimento desta dissertação de mestrado. O protótipo foi previamente desenvolvido no âmbito do projeto DAIPSEV (*Development of Advanced Integrated Power Electronics Systems for Electric Vehicles*) no laboratório do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) [47]. Neste capítulo são apresentados os elementos constituintes do protótipo, começando pelo sistema de controlo, seguido pelo sistema de potência e terminando com o protótipo integral.

5.2 Sistema de Controlo

De modo a controlar os conversores de potência ativos, é necessária uma unidade de processamento capaz de realizar os algoritmos de controlo, que por sua vez precisa dos valores de corrente e tensão presentes no sistema, sendo necessários sensores para efetuar as medições. Esta secção aborda o microcontrolador e os sensores utilizados.

5.2.1 Unidade de Processamento

O microcontrolador é responsável pela execução de todos os algoritmos de controlo presentes no sistema, assim como pela geração dos sinais para a atuação dos semicondutores dos conversores. Este também tem de ser munido de conversores analógico-digital (*Analog-to-Digital Converter* – ADC) de modo a permitir a leitura dos valores de tensão e corrente nos conversores. O microcontrolador usado no protótipo provém do fabricante *Texas Instruments*, cuja referência é *TMS320F28379D*. Este possui uma unidade de processamento central de 32 bits com dois núcleos que operam a 200 MHz auxiliado por unidades de cálculos matemáticos, resultando na possibilidade de realizar 800 milhões de instruções por segundo (MIPS). Estão disponíveis 16 canais de ADC, 16 canais de PWM e 3 canais de conversores digital- analógico (*Digital-to-Analog Converter* – DAC), com suporte para a integração de pares complementares com tempo morto ou sobreposição incorporado [48].

5.2.2 Sensores

Para que o microcontrolador tenha conhecimento dos valores de tensão, corrente e posição angular do rotor da máquina elétrica, são necessários sensores de tensão, visto que os valores de tensão presentes no sistema estão ordens de grandeza acima do que é disponibilizado pelo ADC do microcontrolador, sensores de corrente proporcionando isolamento galvânico e convertendo um valor de corrente em tensão para o ADC do microcontrolador, e sensor de posição, convertendo um determinado ângulo do rotor da máquina elétrica num sinal de tensão.

Sensores de Tensão

A operação do protótipo no modo de tração requer a leitura de dois valores de tensão, a tensão no barramento CC, que alimenta o conversor CA-CC responsável por gerar as tensões para a máquina elétrica, e a tensão nas baterias que fornecem energia a todo o sistema. As medições de tensão são efetuadas recorrendo ao amplificador isolado *Si8920BC-IP* proveniente do fabricante *Silicon Labs* com uma tensão de isolamento de 3,75 kV. A tensão de entrada máxima é de ± 200 mV, pelo que é necessário criar um divisor resistivo para a medição da tensão. Ambas a entrada e a saída do amplificador são diferenciais, suprimindo maioritariamente o ruído presente na entrada e saída do sinal, ruído este que é comumente proveniente da comutação de semicondutores de potência [49].

Sensores de Corrente

A operação do protótipo no modo de tração requer a leitura de seis valores de corrente, três na entrada do conversor CC-CC, uma para cada braço, e três na saída do conversor CA-CC, uma para cada fase dos enrolamentos do estator da máquina elétrica. Tal como para as medições de tensão, são usados amplificadores isolados *Si8920BC-IP* para as medições de corrente, uma vez que possuem uma elevada largura de banda (950 kHz), indicada para o sistema devido à elevada frequência de comutação (100 kHz) dos semicondutores de potência. As resistências de *shunt* usadas para efetuar as medições de corrente são *WSBM8518L5000JK* do fabricante *Vishay Dale*, cuja resistividade é $500 \mu\Omega$ e a potência de dissipação nominal é 36 W. Quando a corrente é máxima (212 A), a potência dissipada pela resistência é de 22,5 W, valor este que é consideravelmente inferior ao nominal [50].

Sensor de Posição

O sensor de posição do rotor da máquina elétrica é do tipo *resolver* e está incorporado na máquina elétrica proveniente do fabricante *MC Motor*, cuja constituição foi previamente elucidada na secção 4.2.1. De acordo com a indicação do fabricante *MC Motor*, a referência do sensor de posição *resolver* é *100XU9734-L1*, e tal como a máquina elétrica, possui quatro pares de polos, limitando a velocidade de rotação a 20 000 rpm. Este opera com uma excitação de 7 V valor eficaz (*Root Mean Square* – RMS) a uma frequência de 10 kHz. De modo a efetuar leituras do sensor, são comumente utilizados conversores *resolver*-digital (*resolver-to-digital converter* – RDC) que consiste num circuito eletrónico que se encarrega de realizar a excitação do *resolver* e converter o sinal da saída do mesmo para uma posição angular ou velocidade de rotação. É então adotado um RDC do fabricante *Analog Devices* cuja referência é *AD2S1205*, oferecendo uma resolução de 12 bits, uma velocidade de rotação máxima de 75 000 rpm e uma gama de frequências de excitação entre 10 kHz e 20 kHz. A comunicação com o microcontrolador pode ser série ou paralela, optando-se pela comunicação série e pela leitura da posição angular do rotor da máquina elétrica [51].

5.2.3 Condicionamento de Sinal e Proteção

Uma vez que os canais de ADC do microcontrolador só conseguem ler valores compreendidos entre 0 V e 3 V e os sinais nas saídas dos sensores possuem tanto valores negativos como positivos, é necessário proceder ao condicionamento de sinal. O condicionamento de sinal é afinado para cada sensor de modo a otimizar a resolução do mesmo, isto é, para que ao intervalo de valores esperados da grandeza medida corresponda um intervalo de 3 V à entrada do ADC. Posteriormente é usada uma referência de tensão de 1,5 V de modo a introduzir valor médio no sinal para que à entrada do ADC varie entre 0 V e 3 V, ao invés de $\pm 1,5$ V. A fim de evitar *aliasing* no sinal, é implementado um filtro passa-baixo de primeira ordem recorrendo a uma resistência e um condensador, e de acordo com o teorema de Nyquist, a frequência do sinal deve ser inferior ou igual a metade da frequência de amostragem, pelo que para uma frequência de amostragem de 50 kHz, o filtro é dimensionado com uma frequência de corte de 25 kHz. São também implementados díodos de zener com o intuito de proteger os canais de ADC contra tensões negativas e sobretensões.

Visando manter a integridade do protótipo, são estabelecidas várias medidas de proteção para o sistema. São implementados circuitos comparadores em janela, estando configurados para os limites de tensão e corrente estabelecidos, enviando um sinal quando estes são ultrapassados. O sinal enviado desativa a

comutação dos conversores de potência presentes no sistema, sendo necessário um *reset* manual para retomar a operação do protótipo. É configurada uma proteção semelhante a nível de software, protegendo o protótipo tanto a nível de hardware como software.

5.3 Sistema de Potência

Esta secção apresenta os elementos constituintes dos conversores de potência propriamente ditos, começando pelos semicondutores de potência, seguido pelos circuitos de *driver*, condensadores e bobinas, e finalizando pelo sistema de arrefecimento dos semicondutores.

5.3.1 Semicondutores de Potência

Uma vez que os conversores de potência presentes no sistema são conversores ativos, com o intuito de garantir bidirecionalidade, são necessários semicondutores de potência totalmente controlados. Estes são implementados com os respetivos díodos em antiparalelo como anteriormente apresentado no Capítulo 2. São também utilizados supressores de tensão de modo a proteger a integridade dos semicondutores contra tensões transitórias elevadas.

Semicondutores Totalmente Controlados

Os semicondutores de potência a serem integrados no sistema têm de suportar correntes máximas instantâneas de 222,7 A, tensões de 1200 V entre coletor e emissor e comutar a uma frequência de 50 kHz. Tipicamente, existe um *trade-off* entre a corrente suportada por um semicondutor e a frequência de comutação do mesmo. Assim, por uma questão de redução de custos e de garantir uma operação dinâmica satisfatória, optou-se por implementar semicondutores totalmente controlados em paralelo, dividindo a corrente e resistência térmica pelos semicondutores, o que permite o uso de semicondutores de correntes inferiores e consequentemente de frequência de comutação superior para o mesmo custo [52]. A escolha dos semicondutores de potência totalmente controlados é comumente baseada em duas topologias de transístores, o transistor de efeito de campo (*Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor* – MOSFET) e o transistor bipolar de porta isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor* – IGBT). São então utilizados IGBTs do fabricante *Infineon Technologies*, cuja referência é *IKW40N120H3*, em que cada semicondutor referente à topologia dos conversores será implementado com quatro destes semicondutores em paralelo. Estes IGBTs possuem encapsulamento TO-247, podem operar com tensão entre coletor e emissor de 1200 V e com corrente de coletor contínua de 80 A, ou pulsada de 160 A,

correspondendo a limites de 320 A e 640 A quando em paralelo, respetivamente. Este IGBT possui um coeficiente de temperatura positivo, o que resulta no equilíbrio entre as correntes na operação em paralelo dos semicondutores, pois com o aumento da temperatura da junção do semicondutor, resulta uma diminuição da corrente no mesmo, resultando num aquecimento inferior em relação aos semicondutores adjacentes em paralelo e assim sucessivamente, mantendo um equilíbrio tanto a nível térmico como a nível da intensidade das correntes [53].

Díodos

Apesar de os IGBTs selecionados incorporarem díodos em antiparalelo, as características dos mesmos não atingem os requisitos do sistema, pelo que foram integrados díodos discretos e, semelhantemente em relação aos IGBTs, implementados em paralelo. Uma vez que os díodos de silício possuem um coeficiente de temperatura negativo, optou-se por díodos baseados em carboneto de silício, visto estes possuírem um coeficiente de temperatura positivo. São então usados díodos schottky *C4D08120E* provenientes do fabricante *Cree/Wolfspeed*, sendo utilizados quatro díodos em paralelo para perfazer um respetivo diodo referente à topologia dos conversores implementados, tal como os IGBTs. Os díodos possuem encapsulamento TO-252, correspondendo a um dispositivo de montagem superficial (*Surface Mounted Device* – SMD), uma tensão de bloqueio de 1200 V e operam com corrente contínua de 24,5 A, ou pulsada de 37,5 A, correspondendo a limites de 98 A e 150 A quando em paralelo, respetivamente. Apesar de os valores de corrente indicados não atingirem as especificações do protótipo, estes quatro díodos estão também em paralelo com os díodos integrados nos IGBTs, perfazendo um total de oito díodos em paralelo [54].

Supressores de Tensão

Um supressor de tensão (*Transient Voltage Suppressor* – TVS) é um semicondutor não controlado, assemelhando-se ao diodo de zener no seu funcionamento. Um TVS é utilizado na proteção de componentes contra sobretensões transitórias, sendo comumente utilizado na proteção de semicondutores de potência, uma vez que estes são componentes sensíveis e facilmente danificados quando operam com valores superiores aos das características nominais. No presente protótipo, os TVSs são usados na proteção dos semicondutores de potência, sendo integrados em paralelo com os IGBTs e respetivos díodos. O limite de tensão para os semicondutores a proteger é de 1200 V e a tensão nominal do barramento CC estabelecida é de 800 V, pelo que a tensão nominal do TVS tem de ser um valor intermédio a estes, pois não deve entrar em condução durante a normal operação do sistema, nem entrar em condução somente após a tensão nominal dos semicondutores ser ultrapassada. Foram

selecionados TVSs do fabricante *Littelfuse* cuja referência é *1.5KE600A*. Estes possuem um encapsulamento DO-201 e uma tensão de bloqueio de 512 V, pelo que são necessários dois TVSs conectados em série de modo a perfazer 1024 V de tensão de bloqueio [55].

5.3.2 Circuitos de *Driver*

A operação de um semiconductor de potência totalmente controlado, como um IGBT ou MOSFET, é realizada através da tensão aplicada entre *gate-emissor* ou *gate-source*, respetivamente. No caso do IGBT selecionado para o protótipo, a tensão *gate-emissor* utilizada é de 15 V. Uma vez que o microcontrolador somente disponibiliza 3,3 V no GPIO, é necessário um circuito de *driver*. Este é um intermediário entre o circuito de controlo e o de potência, responsável pela conversão dos sinais provenientes do microcontrolador com elevada impedância em sinais de baixa impedância com a tensão indicada para os IGBTs. A baixa impedância do sinal é importante devido à natureza dos IGBTs, pois apesar de serem controlados por tensão, a junção *gate-emissor* apresenta as características de um condensador, isto é, possuem uma determinada carga, e quando é aplicada uma tensão surge um pico de corrente, anulando-se a corrente quando a carga da *gate* se encontrar totalmente carregada. A disponibilização de tensões negativas pelo circuito de driver é também vantajosa em relação à comutação, visto que tipicamente os IGBTs possuem tempos de *turn-off* superiores aos tempos de *turn-on* e quanto maior for a diferença de potencial nos terminais *gate-emissor*, menor é o tempo necessário para descarregar a *gate* que por sua vez corta o fluxo de corrente no IGBT. No caso de a *gate* estar carregada com 15 V, no instante em que são aplicados -15 V, a tensão resultante aplicada na junção *gate-emissor* será na realidade 30 V, diminuindo consideravelmente o tempo de *turn-off* comparativamente ao caso de ser usada uma tensão nula. Tendo em conta as características desejadas, foi utilizado o *driver 1EDI60N12AF* proveniente do fabricante *Infineon Technologies*. Este possui somente um canal, pelo que é preciso um *driver* por cada IGBT (sendo neste caso, por cada paralelo de quatro IGBTs). A tensão de isolamento entre a entrada e saída é de 1200 V, a corrente máxima é de 10 A, a tensão de alimentação máxima é de 40 V e pode operar até uma frequência de 4 MHz [56]. De modo a alimentar o *driver* com tensões positivas e negativas é necessária uma fonte com três terminais, sendo selecionado o conversor CC-CC isolado *MGJ2D151505SC* do fabricante *Murata Power Solutions*. O conversor requer uma alimentação de 15 V gerando duas saídas de 15 V e de -5 V referenciadas à mesma massa. A tensão de isolamento do conversor é de 5,2 kV e a potência máxima de operação é de 2 W [57].

5.3.3 Componentes Passivos

Com o intuito de estabilizar a tensão e acoplar o conversor às baterias, são necessários componentes passivos, como condensadores e bobinas.

Condensadores

No caso do barramento CC são usados seis condensadores de 420 μF em paralelo do fabricante *TDK* cuja referência é *B25620B1427A101*. A tensão nominal é de 1100 V [58]. Como os condensadores possuem resistência interna (*Equivalent Series Resistance* – ESR) e indutância interna (*Equivalent Series Inductance* – ESL), há uma frequência de ressonância associada que depende dos valores de ESL e da capacidade do condensador segundo a equação:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{ESL C}} \quad (5.1)$$

Considerando o condensador em que a capacidade é de 420 μF e a ESL é de 40 nH, resulta uma frequência de ressonância de 38,8 kHz, valor este que é inferior à frequência de comutação. Para mitigar este inconveniente, são adicionados condensadores em paralelo de capacidades inferiores, cuja resposta em frequência seja diferente dos anteriores, tendo frequências de ressonância superiores. Assim sendo, são implementados mais doze condensadores de 25 μF em paralelo do fabricante *KEMET* cuja referência é *C4AQQBW5250A30J* [59]. A tensão nominal é de 1100 V e a ESL é de 14 nH, o que resulta numa frequência de ressonância de 269 kHz, valor acima da frequência de comutação usada. Para assegurar o bom desempenho do barramento CC para elevadas frequências é ainda implementado um terceiro tipo de condensadores, sendo adicionados doze condensadores de 22 nF em paralelo também do fabricante *KEMET* cuja referência é *A72SQ2220AA00J* [60]. A tensão nominal é de 1500 V e a ESL é de 28 nH, ao qual corresponde uma frequência de ressonância de 6,4 MHz.

Bobinas

É dimensionado um filtro passivo *LCL* de modo estabelecer uma interface entre a rede elétrica, cuja tensão é sinusoidal e de baixa frequência, e o conversor CA-CC, que gera ondas quadradas de alta frequência, filtrando assim as componentes de elevada frequência produzidas pelo conversor ativo. São então dimensionadas bobinas para o filtro *LCL* de acoplamento à rede de acordo com os procedimentos referidos em [61]. O valor de indutância das bobinas dimensionadas é de 125,7 μH e 22,8 μH , o primeiro valor é também usado para as bobinas do conversor CC-CC com o intuito de generalizar os componentes do protótipo, facilitando a produção em massa. As bobinas foram desenvolvidas no

laboratório do GEPE, sendo adquirido os fios de cobre e os núcleos magnéticos necessários. Foram escolhidos núcleos magnéticos de pó de ferro do fabricante *Micrometals*, cuja referência é *OE-520026-2* [62]. Uma vez que se trata de uma aplicação de elevada frequência, é preciso ter em consideração o efeito pelicular, em que com o aumento da frequência da corrente, a corrente num condutor circular tende a aproximar-se das bordas, reduzindo a secção efetiva do condutor que por sua vez resulta num aumento da resistência do condutor. O efeito é mitigado com o uso de múltiplos fios de secção menor em paralelo perfazendo um condutor, sendo neste caso usados 100 fios de cobre de 0,3 mm em paralelo. Foram estipulados dois valores de base para a montagem das bobinas, 20 μH (valor calculado – 22,8 μH) para as bobinas do filtro *LCL* do lado da rede elétrica e 100 μH (valor calculado – 125,7 μH) para as bobinas do filtro *LCL* do lado do conversor CA-CC e para as bobinas do conversor CC-CC que realizam a interface com as baterias. Para as bobinas de 100 μH são usados dois núcleos magnéticos e 52 espiras, para as bobinas de 20 μH é usado um núcleo magnético e 25 espiras.

5.3.4 Dissipador de Calor

Nas aplicações de eletrónica de potência, tal como o nome indica, opera-se com valores de potência consideráveis, e devido às ineficiências dos componentes integrantes há perdas por efeito de Joule significativas. Torna-se então necessário dissipar o calor produzido pelos conversores, mais especificamente pelos semicondutores, pois com o aumento da temperatura a fiabilidade e o tempo de vida útil dos semicondutores são reduzidos, e caso atinja temperaturas elevadas o suficiente (175 °C no caso dos IGBTs selecionados) pode pôr em risco a integridade do semicondutor. A temperatura na junção (T_j) de um semicondutor é dada por:

$$T_j = P_D (R_{T_{jc}} + R_{T_{cd}} + R_{T_{da}}) + T_a \quad (5.2)$$

em que P_D é a potência dissipada pelo semicondutor, $R_{T_{jc}}$, $R_{T_{cd}}$ e $R_{T_{da}}$ são as resistências térmicas entre junção-carcaça, carcaça-dissipador e dissipador-ambiente, respetivamente, e T_a é a temperatura ambiente. Considerando $T_a = 25$ °C, $R_{T_{jc}} = 0,31$ °C/W a dividir por 48 (número de IGBTs), $T_{jmax} = 175$ °C e um rendimento dos conversores de 90% que resulta em $P_D = 7,5$ kW, então a resistência térmica entre carcaça-ambiente ($R_{T_{cd}} + R_{T_{da}}$) máxima permitida é de 13,5 °C/kW. A solução de dissipação de calor selecionada foi baseada em circulação de água, sendo usados dois dissipadores do fabricante *Aavid* cuja referência é *416601U00000G*. Estes permitem uma $R_{T_{da}}$ de 7 °C/kW para um fluxo de água de 2 L/min e de 2 °C/kW para um fluxo de água de 15 L/min [63]. A ligação entre os

semicondutores e o respetivo dissipador tem de ser executada com um material que seja bom condutor térmico mas que também seja bom isolante elétrico, assim sendo foi selecionado um produto do fabricante *Global Component Sourcing* cuja referência é *GCS-017-A10*, é baseado em grafite e possui uma camada adesiva isoladora, capaz de suportar uma tensão de 1 kV [64]. Estes permitem uma R_{Tcd} de 0,253 °C/kW que somando aos 7 °C/kW da R_{Tda} resulta num valor consideravelmente inferior a 13,5 °C/kW. A resistência térmica final permite a operação do conversor à potência nominal com a temperatura da junção dos IGBTs a 127,8 °C para o fluxo mínimo de 2 L/min e 90,3 °C para o fluxo máximo de 15 L/min.

5.4 Integração do Protótipo

Uma vez apresentados os elementos constituintes do protótipo, é apresentada nesta secção a integração de todos os elementos num protótipo com as respetivas placas de circuito impresso (*Printed Circuit Board* – PCB)

5.4.1 PCB de Controlo

A PCB de controlo incorpora a alimentação do microcontrolador, circuitos de sensores, de condicionamento de sinal e proteção e de *driver*, servindo como ligação entre o microcontrolador e os restantes componentes do sistema. Tal como se pode observar na Figura 5.1, encontra-se na PCB o suporte para o microcontrolador, o circuito de RDC, 4 fichas BNC para leitura de sinais provenientes dos canais de DAC, um *multiplexer* triplo de dois canais e um outro microcontrolador (*ATmega2560* do fabricante *Atmel* [65]) para monitorização de erros e comunicação com uma interface gráfica. O *multiplexer* é integrado de modo a disponibilizar canais de ADC para a medição da tensão e corrente da bateria de serviço presente num VE, e uma vez que a leitura das correntes nos enrolamentos do estator da máquina elétrica e a leitura das correntes na rede elétrica são não concorrentes, as seis entradas do *multiplexer* estão ligadas aos sensores de corrente da rede elétrica e da máquina elétrica, em que as três saídas do mesmo podem alternar entre as correntes da rede elétrica ou as correntes da máquina elétrica, disponibilizando assim três canais de ADC. A alimentação da PCB de controlo pode variar entre 9 V e 18 V, englobando os valores típicos de uma bateria de serviço de um VE.

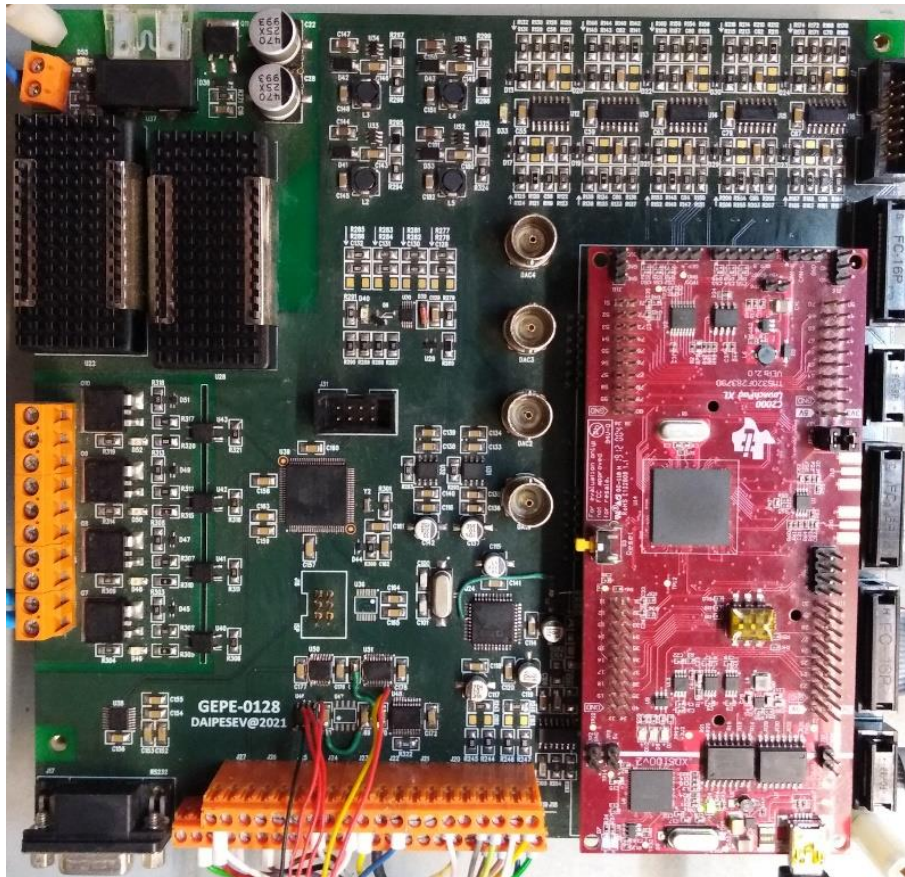


Figura 5.1 – PCB de controlo.

5.4.2 PCB de Sensores

São utilizadas três PCBs de sensores iguais, cujo design integra três sensores de tensão e três sensores de corrente. A PCB a montante do filtro *LCL* está completamente preenchida, pois realiza as medições das três tensões e três correntes na rede elétrica. A PCB à saída (lado CA) do conversor CA-CC responsável pela medição das correntes no estator da máquina elétrica possui somente três sensores de corrente. Por fim, a PCB referente à Figura 5.2 usada entre as bobinas do conversor CC-CC e as baterias contem dois sensores de tensão e três de corrente, pois efetua a leitura das tensões nas baterias e no barramento CC e a leitura das correntes nos três braços do conversor CC-CC. Os amplificadores isolados requerem alimentação isoladas, pelo que são utilizados conversores CC-CC isolados *MEVIS1505SC* provenientes do fabricante *Murata Power Solutions* [66]. Os conversores operam com 15 V de entrada e 5 V de saída, sendo necessários 5 V para a alimentação dos amplificadores isolados.

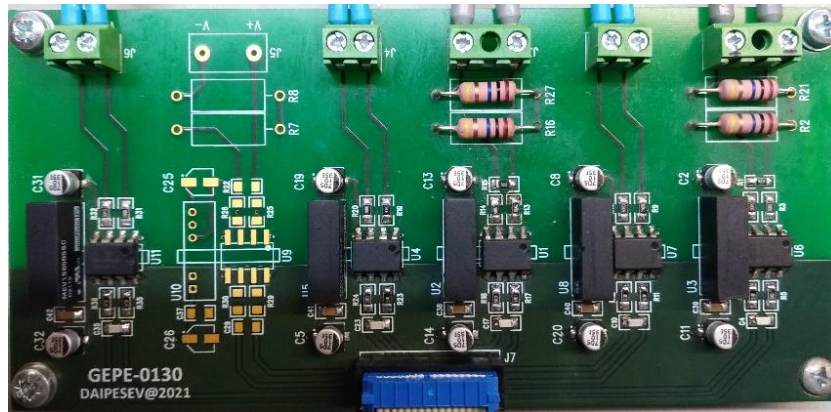


Figura 5.2 – PCB de sensores.

5.4.3 PCB de *Driver*

São utilizadas duas PCBs de *driver* idênticas, uma vez que ambos os conversores CC-CC e CA-CC são estruturalmente iguais, possuindo três braços de semicondutores de potência, sendo usada uma PCB para cada conversor. Como observável na Figura 5.3, cada uma possui seis *drivers*, cada um controlando quatro IGBTs em paralelo, no entanto a cada IGBT está associada a respetiva resistência de *gate* e resistência de emissor a fim de equalizar a impedância do circuito de acionamento e devido aos *loops* de massa, respetivamente. A ligação entre a PCB de *driver* e a PCB de potência é realizada através de *headers*, proporcionando um sistema compacto.

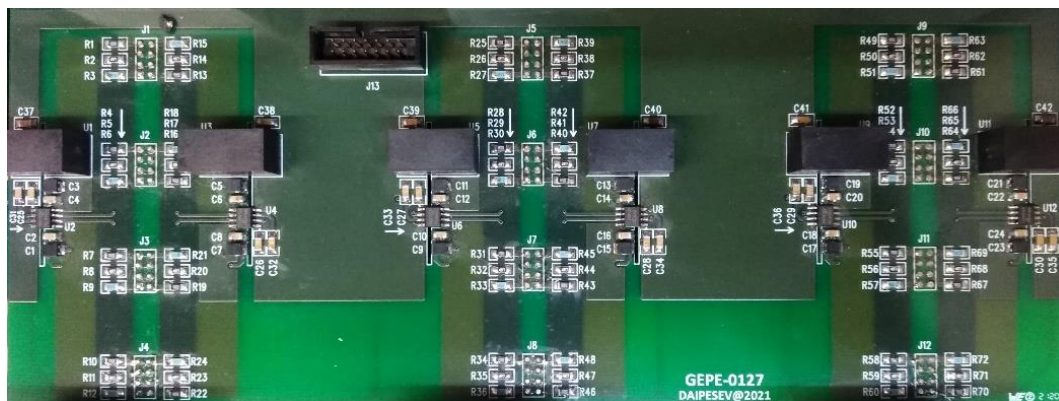


Figura 5.3 – PCB de *driver*.

5.4.4 PCB de Potência

Tal como referido na secção anterior (5.4.3) relativamente às PCBs de *driver*, são usadas duas PCBs idênticas para os conversores de potência. Estas incorporam no lado superior: dois dos três tipos de condensadores usados no barramento CC com o intuito de melhorar a resposta dos mesmos às altas frequências, excluindo o tipo de condensador de maior capacidade; os diodos em antiparalelo; e os TVSs.

No lado inferior estão os vinte e quatro IGBTs, uma vez que são os únicos componentes que recorrem à dissipação ativa de calor, visto que o encapsulamento dos diodos é SMD, este permite a dissipação de calor pela própria PCB. Na Figura 5.4 é possível visualizar o lado superior da PCB dos conversores de potência, estando ocultos os vinte e quatro IGBTs, na PCB apresentada na figura estão em falta os condensadores de capacidade intermédia que se situam nas bordas inferior e superior da PCB, como marcado na mesma.

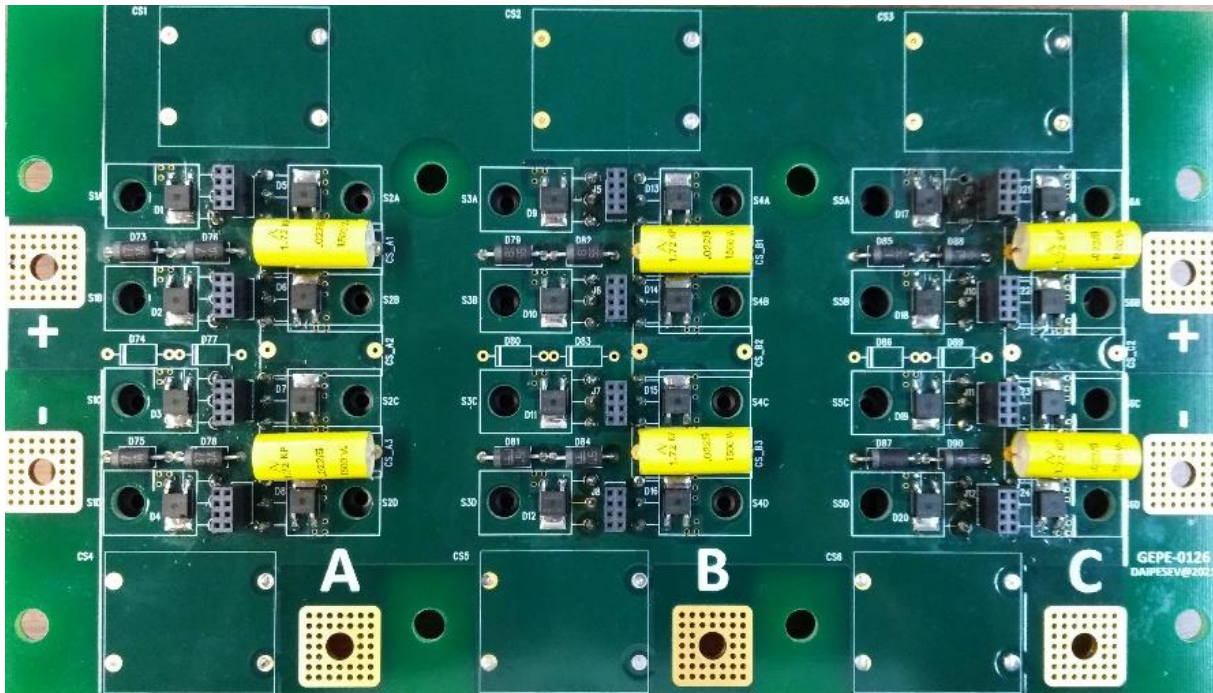


Figura 5.4 – PCB de potência.

5.4.5 Protótipo Integral

Uma vez apresentados os elementos constituintes do protótipo com as respetivas PCBs, é apresentado o protótipo integral como ilustrado na Figura 5.5. É possível observar a PCB de controlo e a PCB de sensores que efetuam as medições no conversor CC-CC (dois sensores de corrente e três sensores de tensão) situados no topo de uma caixa de alumínio, caixa esta cuja função é blindar o ruído eletromagnético gerado pela comutação dos conversores de potência que se encontram no interior da mesma. À direita está o filtro *LCL* de acoplamento à rede, juntamente com a PCB de sensores de corrente da máquina elétrica. À esquerda é possível visualizar as bobinas pertencentes ao conversor CC-CC, estando no canto inferior esquerdo uma caixa que permite ativar ou desativar a operação dos conversores, assim como selecionar o sentido de rotação e efetuar o *reset* manual requerido em caso de anomalias tal como referido na secção 5.2.3. Na parte central da figura, ao centro, está um multímetro cuja função é monitorizar a temperatura do dissipador.

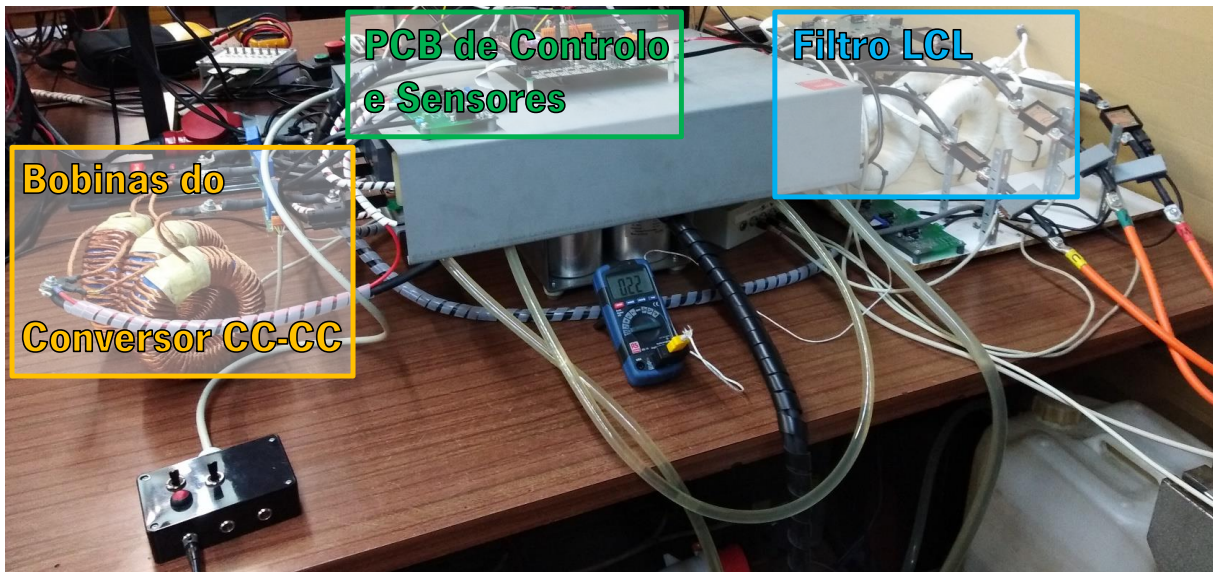


Figura 5.5 – Protótipo integral: vista externa.

Na Figura 5.6 é possível visualizar os conteúdos que se situam no interior da caixa de alumínio, revelando os conversores de potência e os condensadores de maior capacidade pertencentes ao barramento CC. À esquerda encontra-se o conversor CC-CC e à direita encontra-se o conversor CA-CC cuja saída está ligada aos enrolamentos do estator da máquina elétrica.

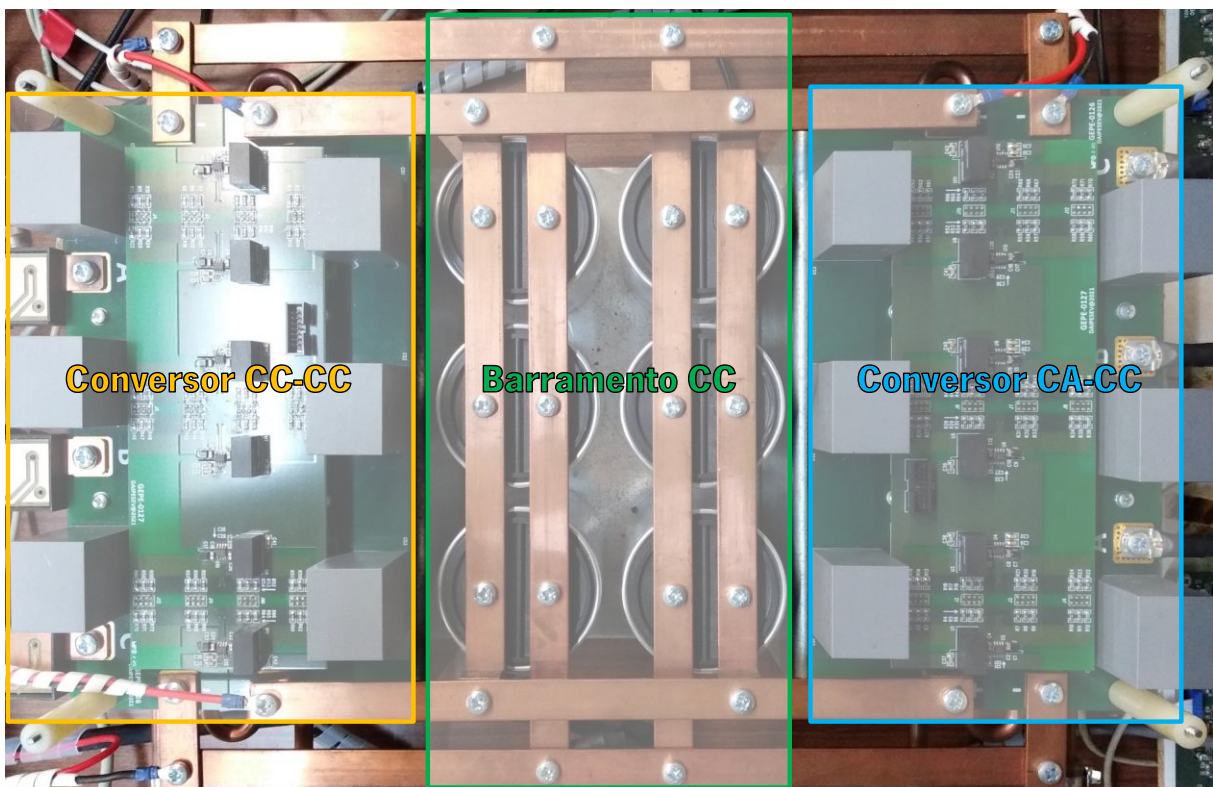


Figura 5.6 – Protótipo integral: vista interna.

Na Figura 5.7 é possível visualizar a bancada de trabalho referente ao protótipo. À direita está a máquina elétrica acoplada à carga. Por baixo da caixa de alumínio é possível observar os condensadores de maior

capacidade pertencentes ao barramento CC. Por baixo da bancada estão presentes três componentes usados para a alimentação do barramento CC para os testes e validação do protótipo, tratando-se de três transformadores monofásicos, um retificador trifásico em ponte completa a diodos e a caixa de pré-carga. À direita da caixa de pré-carga encontra-se o reservatório de água, tendo capacidade térmica suficiente para manter o dissipador alimentado com água a temperaturas próximas da temperatura ambiente durante os testes realizados. No canto inferior esquerdo é possível visualizar o pedal de acelerador.



Figura 5.7 – Bancada de trabalho do protótipo.

5.5 Conclusão

Este capítulo apresenta o protótipo do sistema de tração utilizado na presente dissertação. São introduzidos os elementos constituintes do protótipo, começando pela parte de controlo à qual pertencem os sensores, microcontroladores e circuitos de condicionamento de sinal e proteção, seguido da parte de potência, incluindo os semicondutores de potência para os conversores, os condensadores, as bobinas e os dissipadores de calor. São apresentadas as PCBs que integram os elementos pertencentes ao protótipo harmoniosamente, estando separadas em PCBs de controlo, sensores, *drivers* e potência.

Por fim é apresentado o protótipo integral implementado em ambiente de laboratório, onde estão presentes uma máquina elétrica adicional a funcionar como carga para o protótipo, a alimentação do barramento CC com recurso a transformadores e um retificador, o reservatório de água para os dissipadores e o pedal de acelerador responsável por gerar a referência de binário a ser produzido pela máquina elétrica.

Capítulo 6

Resultados Experimentais do Protótipo do Sistema de Tração

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do sistema de tração, e tal como simulado, são efetuados testes com variações de velocidade e carga, incorporando travagens regenerativas. No âmbito da realização de testes experimentais, o barramento CC é alimentado pela rede elétrica, recorrendo a transformadores e a um retificador trifásico em ponte completa a díodos. O que faz com que o conversor CC-CC presente no sistema esteja somente encarregue das travagens regenerativas, regulando assim o barramento CC no caso das sobretensões. Os resultados experimentais são provenientes de um osciloscópio digital *Yokogawa DL708*.

6.2 Resultados do Sistema de Tração

De modo a validar o funcionamento do protótipo, a alimentação do barramento CC é configurada com os enrolamentos do secundário dos transformadores com razão de transformação 230//75, ligados em triângulo, o que resulta numa tensão de pico teórica de 183,7 V ($75\sqrt{3\sqrt{2}}$), no entanto devido à presença de conteúdo harmónico na rede elétrica a tensão no barramento CC ronda os 190 V.

6.2.1 Velocidade e Binário Constantes

Na Figura 6.1 é possível visualizar as formas de onda da corrente nos enrolamentos do estator da máquina elétrica quando o rotor da mesma se encontra a uma velocidade de 1500 rpm e acoplada a uma outra máquina elétrica cuja função é de carga variável. Os valores de velocidade e binário são provenientes dos canais de DAC do microcontrolador, em que para este caso o alcance da medição é ± 3000 rpm e ± 20 Nm, respetivamente. Os sensores de corrente utilizados para as medições possuem um rácio de 10,86 mV/A, indicando para este caso uma corrente de pico de 11 A. Com os valores de corrente disponibilizados, é possível recorrer à equação (3.4) de modo a confirmar o binário produzido,

pelo que o binário calculado é aproximadamente 2 Nm. A produção de algum binário é esperada, pois apesar de não existir carga, há fatores resistivos presentes, como o ar e os rolamentos que por muito pouco que seja, opõem-se ao movimento do rotor. É também observável que a frequência da corrente é de 100 Hz, correspondendo a um oitavo da frequência nominal, o que é esperado visto que 1500 rpm é também um oitavo da velocidade de rotação nominal.

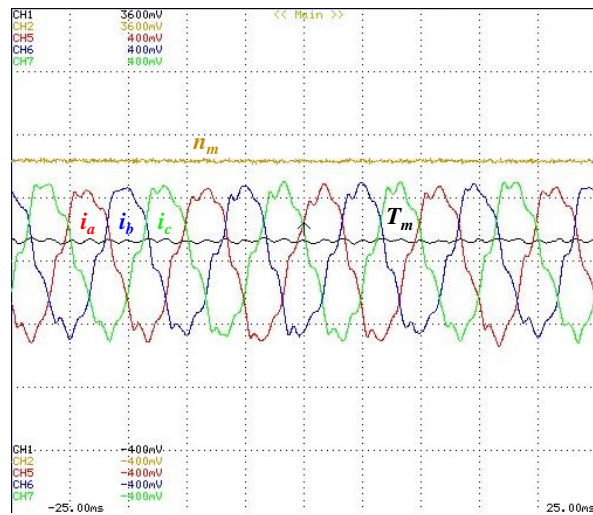


Figura 6.1 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade sem carga (1500 rpm).

Uma vez validada a operação do protótipo em vazio, procedeu-se à adição de carga. O resultado presente na Figura 6.2 foi registado para uma velocidade de rotação de 2000 rpm e com uma carga de 8 Nm. Este teste conta com um aumento da tensão do barramento CC, usando a razão de transformação $230/100$ que resulta numa tensão de pico teórica de 245 V ($100\sqrt{3}\sqrt{2}$). O alcance da medição da velocidade é aumentado para ± 6000 rpm. Como se pode visualizar, o barramento CC possui uma tensão de aproximadamente 250 V, onde é possível observar três pequenas arcadas durante um intervalo de tempo de 10 ms, traduzindo-se em 300 Hz, o sêxtuplo da frequência da rede elétrica, tal acontece devido ao uso de um retificador trifásico em ponte completa a diodos. A máquina elétrica encontra-se a uma velocidade de 2000 rpm, correspondendo a uma frequência da corrente de 133,3 Hz, cujo período é 7,5 ms tal como visível na figura. O pico da corrente é de aproximadamente 37 A, traduzindo-se num binário produzido de aproximadamente 8,6 Nm. O binário produzido pela máquina elétrica é um valor esperado, pois para além de alimentar a carga de 8 Nm, é necessário binário adicional para manter a rotação como visto no resultado anterior (Figura 6.1).

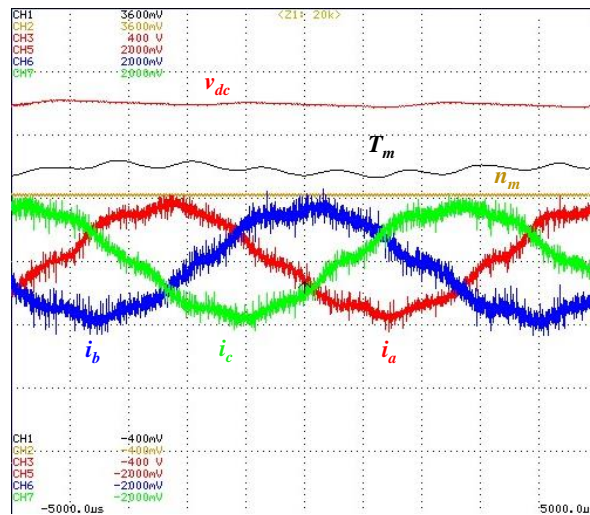


Figura 6.2 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade e carga constante (2000 rpm, 8 Nm).

De modo a testar velocidades superiores, anulou-se novamente a carga e foi estabelecida uma referência de velocidade de 4000 rpm, como visível na Figura 6.3. Em relação ao resultado anterior, a frequência da corrente duplicou como esperado. O valor de pico da corrente é cerca de 19 A, o que resulta num binário de aproximadamente 4,1 Nm, este é superior ao resultado da Figura 6.1, visto que para uma velocidade maior as componentes mecânicas resistivas são mais pronunciadas, requerendo um valor de binário maior para anulá-las.

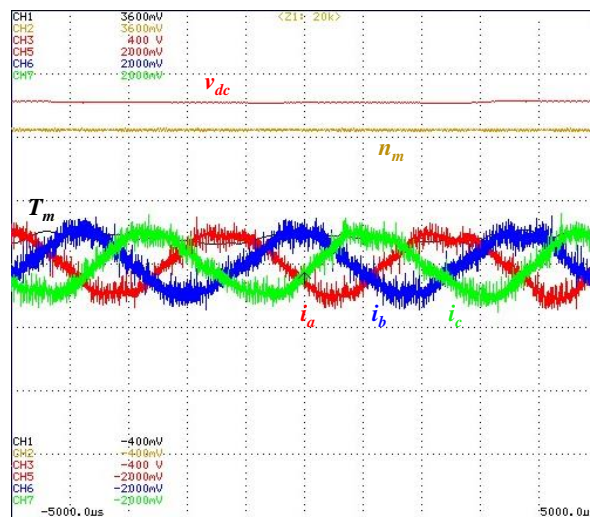


Figura 6.3 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade constante sem carga (4000 rpm).

Após a realização dos restantes testes, a potência é aumentada tanto a nível de software como hardware, estabelecendo um novo valor de tensão para o barramento CC. Recorrendo à razão de transformação $230/150$ consegue-se um valor de tensão de pico teórico de 367 V ($150\sqrt{3\sqrt{2}}$), no entanto em vazio, devido à distorção harmónica presente na rede eléctrica, a tensão no barramento CC atinge os 400 V, aproximando-se dos 367 V com o aumento da carga. Tal como se pode observar na Figura 6.4, o valor

da tensão no barramento CC é aproximadamente 370 V. As correntes nos enrolamentos do estator atingem picos de aproximadamente 55 A, correspondendo a um binário produzido de 13,5 Nm.

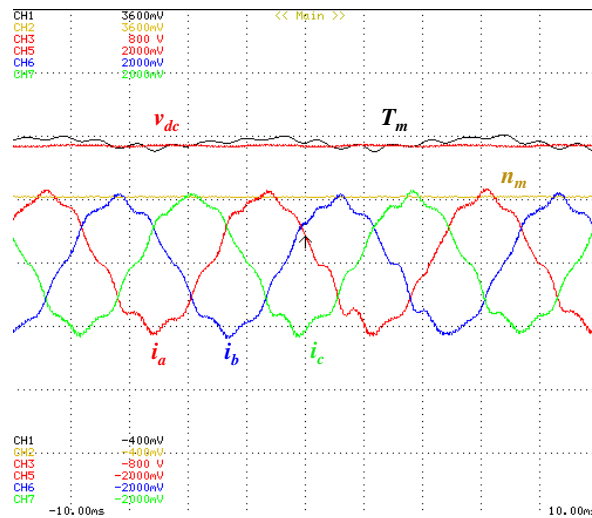


Figura 6.4 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade e carga constante (2000 rpm, 12 Nm).

Com o intuito atingir velocidades superiores, anulou-se novamente a carga e foi estabelecida uma referência de velocidade de 6000 rpm, cujo resultado pode ser visto na Figura 6.5. O valor de tensão para no barramento CC é de aproximadamente 380 V, pois tratando-se de um teste sem carga, as correntes possuem amplitudes menores. A frequência da corrente é agora 400 Hz, triplicando em relação ao resultado anterior, correspondendo a metade da frequência nominal como esperado. O valor de pico da corrente é cerca de 23 A, o que resulta num binário de aproximadamente 5,1 Nm, este é superior aos resultados sem carga anteriormente realizados, tal deve-se ao facto de que para uma velocidade maior as componentes mecânicas resistivas são mais pronunciadas, levando a um valor de binário superior para anulá-las.

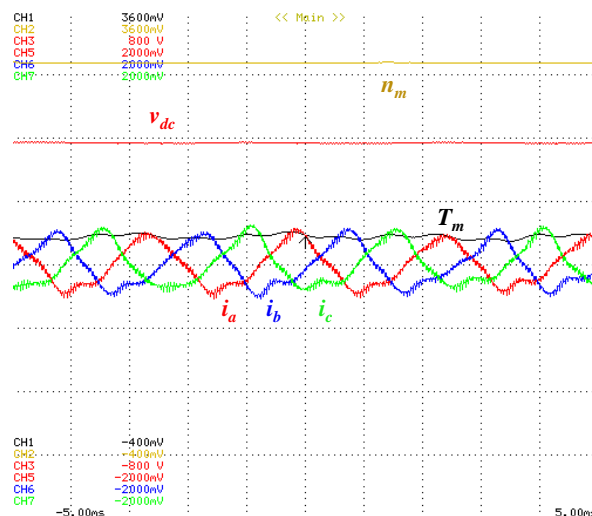


Figura 6.5 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade constante sem carga (6000 rpm).

6.2.2 Variação de Carga

Uma vez os testes estacionários realizados, são efetuados testes dinâmicos ao protótipo, começando por analisar a resposta do sistema integrado à variação de carga a uma determinada velocidade. De referir que estes testes foram realizados com o barramento CC alimentado com 190 V e o alcance da medição da velocidade igual a ± 3000 rpm, tal como no primeiro teste (Figura 6.1). Na Figura 6.6(a) é possível observar que o sistema se encontra em vazio a uma velocidade de rotação de 1000 rpm. Encontra-se em vazio, pois a corrente atinge um valor de pico de somente 4,6 A, correspondendo a 1 Nm, binário suficiente para manter o rotor da máquina elétrica com uma velocidade de rotação de 1000 rpm. No momento em que a carga começa a aumentar, há uma ligeira desaceleração da máquina elétrica de aproximadamente 20 rpm, equivalendo a uma variação de 2%. Em regime permanente, o binário produzido pela máquina é de aproximadamente 4,8 Nm e a corrente apresenta um valor de pico de 21 A para uma carga de 4 Nm. Na Figura 6.6(b) é registado o resultado complementar ao anterior, ou seja, a transição do sistema em carga para o sistema em vazio. Inicialmente o valor de pico da corrente é de aproximadamente 20 A correspondendo a um binário produzido de 4,5 Nm. Quando a carga diminui, ocorre uma ligeira aceleração da máquina elétrica de aproximadamente 40 rpm, equivalendo a uma variação de 4%. De notar que, a variação da carga em ambos os resultados é realizada manualmente, pelo que o tempo de resposta em ambos os casos é ligeiramente diferente, ocorrendo um *overshoot* da velocidade maior na Figura 6.6(a). Em regime permanente, o binário produzido pela máquina é de aproximadamente 0,5 Nm e a corrente apresenta um valor de pico de 2,3 A em vazio.

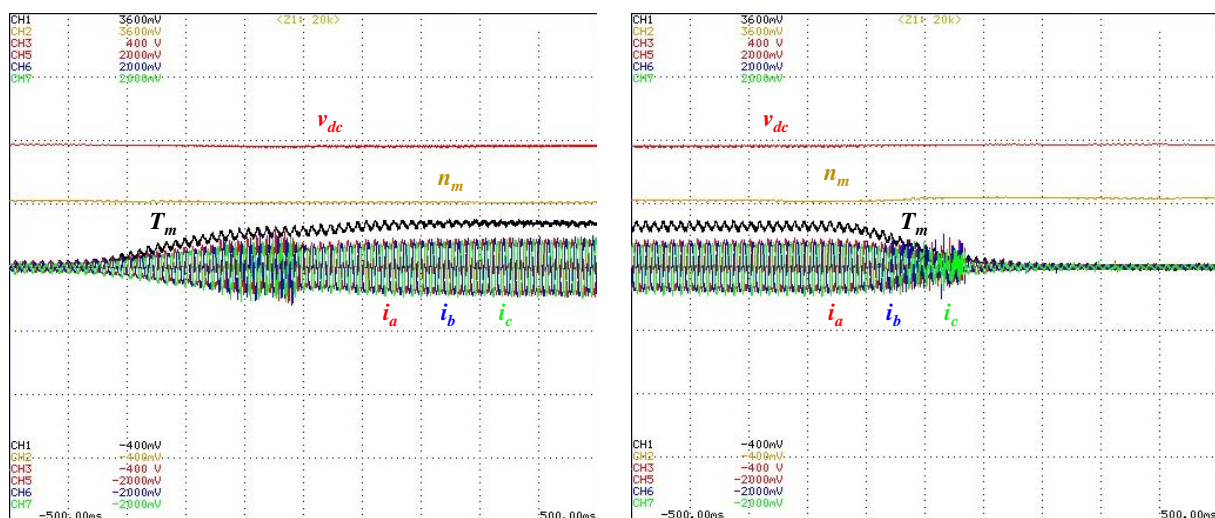


Figura 6.6 – Resultado experimental do sistema de tração a velocidade constante de 1000 rpm com variação de carga de: (a) 0 Nm a 4 Nm; (b) 4 Nm a 0 Nm.

6.2.3 Variação de Velocidade

Analisada a resposta do sistema integrado a variações de carga, são efetuados testes de variação de velocidade, mantendo a carga constante. Na Figura 6.7 está representado um teste de desaceleração de 1500 rpm para 1000 rpm. É ajustada a carga de modo que o binário produzido pela máquina elétrica em regime estacionário seja de 2 Nm, correspondendo a uma corrente i_q de 9,2 A, aproximadamente a corrente de pico. No instante em que a referência de velocidade é reduzida de 1500 rpm para 1000 rpm, dá-se início a uma travagem regenerativa, visto que o binário produzido pela máquina elétrica toma valores negativos, atingindo um pico de -20 Nm. As correntes atingem um pico de 74 A. Tal como se pode observar na figura, a tensão do barramento CC aumenta, pois no instante em que a travagem regenerativa se dá, a máquina elétrica passa a alimentar o barramento CC, o que leva a um aumento da tensão do mesmo, porém como foi previamente estabelecido um limite de tensão para o barramento CC responsável por iniciar a travagem regenerativa, este sendo 210 V, no momento que a tensão ultrapassa os 210 V, o conversor CC-CC alimenta as baterias com a energia do barramento CC, erradicando o aumento da tensão no barramento CC. Na realização dos presentes testes, o conversor CC-CC não está ligado a baterias, mas sim a um grupo de resistências configurado para um valor de $3,7 \Omega$ a fim de dissipar a energia proveniente da travagem regenerativa. Como se pode ver na figura, o barramento CC nunca ultrapassa os 210 V, revelando o funcionamento adequado do algoritmo de controlo e do conversor CC-CC na travagem regenerativa. O protótipo atinge a nova velocidade de referência em cerca de 0,2 s, no entanto o regime estacionário é atingido ao fim de cerca de 0,5 s, pois é ao fim de este tempo que a corrente i_q estabiliza em aproximadamente 9 A, retomando aos valores iniciais.

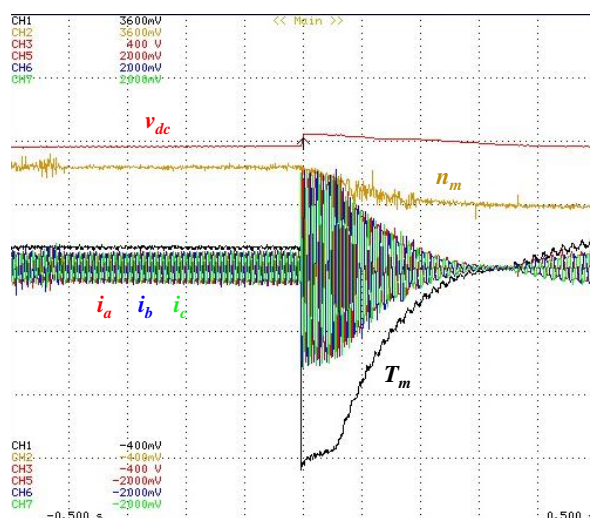


Figura 6.7 – Resultado experimental do sistema de tração com carga constante de 2 Nm em desaceleração (travagem regenerativa) de 1500 rpm para 1000 rpm.

São também efetuados testes de inversão do sentido de rotação, como se pode observar na Figura 6.8. Na Figura 6.8(a) a máquina elétrica encontra-se inicialmente a uma velocidade de 1000 rpm no sentido rotação negativo. Como a máquina elétrica se encontra em vazio, as correntes possuem picos de 2 A, estabelecendo um binário de aproximadamente 0,5 Nm. Quando a ordem de inversão do sentido é dada, a tensão do barramento CC atinge os 210 V e o protótipo dá início a uma travagem regenerativa como no teste anterior, as correntes atingem um pico de 83 A, correspondendo a um binário de 22,5 Nm. Quando a velocidade do rotor da máquina elétrica se anula, as correntes sofrem um desfasamento, passando da sequência de correntes *acb* para a sequência de correntes *abc* associada ao sentido de rotação positivo. É também nesta transição que a travagem regenerativa se cessa, dando início a uma aceleração da máquina elétrica que causa uma descida na tensão do barramento CC até cerca de 180 V. Ao observar a Figura 6.8(a) é possível constatar que a inversão de velocidade demorou aproximadamente 1 s. Na Figura 6.8(b) está representado o resultado ao teste complementar do anterior, tratando de uma inversão do sentido de rotação positivo para o sentido de rotação negativo. As condições iniciais são semelhantes, produzindo um binário de aproximadamente 0,5 Nm, assim como aquando da inversão do sentido de rotação, os mesmos picos de corrente e binário são atingidos, a tensão do barramento CC também revela um comportamento semelhante. A sequência de correntes passa de *abc* para *acb* no instante da inversão do sentido de rotação. A inversão de sentido demorou aproximadamente 1 s, tal como no caso anterior.

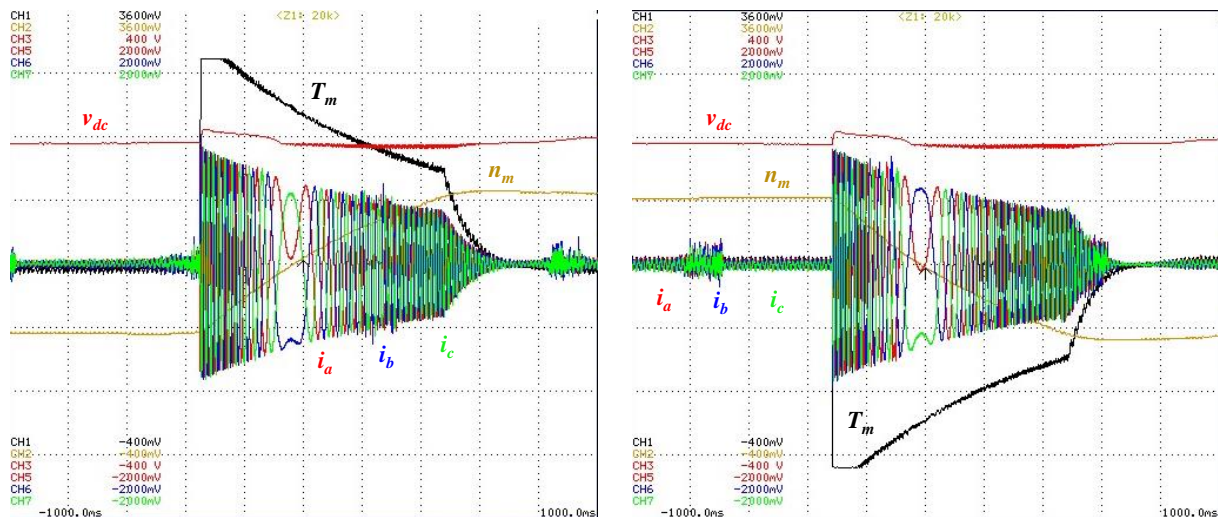


Figura 6.8 – Resultado experimental do sistema de tração em inversão de sentido de rotação sem carga de: (a) -1000 rpm para 1000 rpm; (b) 1000 rpm para -1000 rpm.

Uma vez registados os resultados em *cruise control*, é apresentado um resultado do protótipo a partir do repouso e pressionando linearmente o pedal de acelerador até à sua totalidade, como se pode observar na Figura 6.9. Analogamente ao princípio de funcionamento dos veículos com motor de combustão

interna, o pedal de acelerador corresponde ao binário requerido. Assim sendo, a posição do pedal de acelerador corresponde a $i_{q\ ref}$, sendo estabelecido para este caso um limite de 90 A. Inicialmente a máquina elétrica encontra-se em repouso e a tensão no barramento CC em 400 V. Por volta dos 1,25 s (considerando o instante inicial igual a 0 s) o pedal de acelerador começa a ser pressionado, o que leva ao arranque da máquina elétrica. Como esperado para velocidades reduzidas (entre 1,25 s e 2,5 s), as correntes nos enrolamentos do estator são superiores às correntes para velocidades superiores (entre 2,5 s e 5 s) apesar de $i_{q\ ref}$ ser superior. O pico de aceleração ocorre sensivelmente aos 2,6 s, 1,3 s após o arranque, quando a máquina elétrica se encontra a uma velocidade de rotação de 2000 rpm, atingindo um pico de 74 A e 20 Nm. Após este instante, o binário produzido vai reduzindo. O último instante registado, correspondendo a 3,75 s após o início do arranque, a máquina elétrica encontra-se a uma velocidade de rotação de aproximadamente 6000 rpm. A tensão no barramento CC atinge um valor mínimo de 360 V.

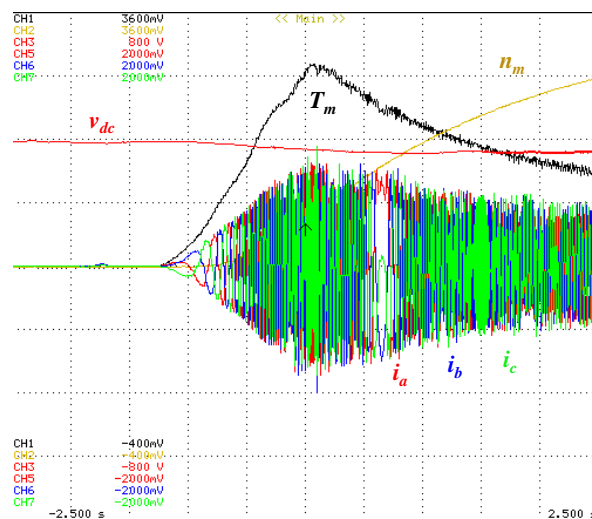


Figura 6.9 – Resultado experimental do sistema de tração com o pedal de acelerador como referência.

6.3 Conclusão

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do protótipo do sistema integrado usado na presente dissertação. São realizados testes de acordo com o que foi simulado no Capítulo 4. Inicialmente é analisada a resposta do sistema integrado para cargas e velocidades constantes, posteriormente é testada a variação de carga e velocidade do sistema, integrando travagens regenerativas. Por fim é analisado o comportamento do protótipo a inversões de sentido de rotação.

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Conclusões

Neste trabalho de dissertação de mestrado é estudado e apresentado um sistema integrado de tração para VEs baseado na máquina síncrona de relutância com ímanes permanentes. É testado exhaustivamente um protótipo do sistema de tração, de modo a validar diversas condições de operação, tais como variações de carga, de velocidade e inversões de sentido de rotação.

No primeiro capítulo é introduzido o tema de VEs, sendo exposta a situação contemporânea dos mesmos, que é de constante crescimento devido aos avanços na área da eletrónica de potência e principalmente devido ao progresso desenvolvido em relação às baterias eletroquímicas. Estas apresentam o fator predominante na proliferação de VEs: uma vez que determinam o alcance do veículo, que ainda hoje é um dos principais motivos pelo qual os veículos com motor de combustão interna são a preferência; são também o componente mais caro do VE com um tempo de vida útil relativamente baixo em relação aos restantes componentes do veículo; no ponto de vista ecológico apresentam uma elevada pegada ecológica devido aos métodos de extração de lítio; e são também o componente mais pesado do veículo, aumentando a quantidade de energia necessária para a locomoção e reduzindo a dinamicidade da condução.

No segundo capítulo são abordados conversores CC-CC e CA-CC, pois qualquer sistema de eletrónica de potência requer conversores de potência para o controlo do fluxo de energia. No caso dos VEs é necessário um conversor CA-CC para atuar a máquina elétrica, pois a maioria das máquinas elétricas presentes em VEs operam em CA, como é o caso das máquinas SRPM, e de modo a controlar não só a amplitude como também a frequência das tensões aplicadas aos enrolamentos do estator da máquina elétrica, são necessários conversores CA-CC. Uma vez que se trata de baterias como fonte de alimentação para as máquinas elétricas de um VE, é necessária a implementação de um conversor CC-CC de modo a estabelecer um barramento CC com tensão suficiente para o conversor CA-CC, alimentando-o com uma tensão constante, visto que a tensão nas baterias varia consoante a carga presente nas mesmas. Para ambos os de conversores CC-CC e CA-CC são abordadas topologias

bidirecionais, pois o fluxo de energia não ocorre somente no sentido baterias-máquina elétrica, visto o contrário ser necessário de modo a dotar o VE de travagem regenerativa, possibilitando também o carregamento de baterias pelos conversores do sistema de tração, criando um sistema unificado. É apresentado o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* convencional e também a variante *interleaved* que corresponde à topologia de conversor CC-CC implementada no protótipo. São apresentadas as topologias de conversores CA-CC monofásicas em meia ponte e ponte completa, assim como trifásicas a três fios e dois braços, e três fios e três braços, sendo que a última corresponde à topologia implementada no protótipo.

No terceiro capítulo é realizado um estudo relativo às tecnologias de máquinas elétricas, uma vez que estas são o componente responsável pela locomoção dos VEs. São apresentadas as máquinas elétricas mais relevantes no âmbito da mobilidade elétrica e do protótipo integrado nesta dissertação, como é o caso da máquina síncrona de ímanes permanentes que é vastamente utilizada na mobilidade elétrica (referência [18]), e as máquinas de relutância cuja presença na mobilidade elétrica tem vindo a aumentar devido à simplicidade estrutural e robustez presente nas mesmas. O protótipo integrado na dissertação incorpora uma máquina elétrica cuja topologia é a combinação das duas, tratando-se de uma máquina síncrona de relutância com ímanes permanentes ou SRPM, topologia esta que tem sido intensivamente investigada desde o aumento astronómico do custo dos metais raros em 2011 [16], mesmo que temporário, este fenómeno salientou a necessidade de redundância nas tecnologias disponíveis para a mobilidade elétrica. De modo a implementar o controlo da máquina elétrica, são apresentados vários algoritmos de controlo, começando pelo mais simples denominado volts por hertz comumente usado em aplicações bastante rudimentares, seguido do FOC que é vastamente utilizado no controlo de máquinas elétricas em CA devido à abordagem intuitiva em relação à mudança de referencial conseguida pela transformada de Park, tornando o controlo em CA análogo ao controlo em CC. É também estudado o controlo MTPA, controlo este que complementa o FOC, sendo bastante útil no caso de máquinas SRPM, visto que a produção de binário é combinada entre relutância e ímanes permanentes, o que faz com a razão entre i_q e i_d para a otimização do binário por ampere não seja linear nem constante, variando consoante a saliência da máquina elétrica, velocidade e carga.

Após o estudo das topologias de conversores e algoritmos de controlo para máquinas elétricas, no quarto capítulo são realizadas as simulações computacionais. Recorrendo ao *PSIM*, são simulados o sensor de posição *resolver* e a respetiva máquina SRPM com base nas características fornecidas pelo fabricante. Posteriormente é simulada transformada de Park, de modo a converter as variáveis nas coordenadas

abc em coordenadas dq . Uma vez validada, é implementado o controlo MTPA, gerando as formas de onda de tensão a aplicar nos enrolamentos do estator com base nas correntes presentes nos mesmos. É também simulado o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três braços em que as correntes estão desfasadas 120° entre si de modo a minimizar o *ripple* presente na corrente nas baterias. A simulação final corresponde ao sistema de tração integral, incorporando todos os elementos do sistema previamente simulados, sendo estabelecido uma tensão no barramento CC de 800 V. São simulados diversos estados de operação, desde o arranque que consiste na aceleração desde o repouso (0 rpm) até à velocidade nominal de 12 000 rpm, variações de carga mantendo uma determinada velocidade de referência e variações de velocidade mantendo a carga constante.

No quinto capítulo é descrito o protótipo do sistema integrado usado nesta dissertação, o protótipo foi previamente desenvolvido no laboratório do GEPE no âmbito do projeto DAIPESV. São apresentados os elementos constituintes, começando pela unidade de processamento *TM320F28379D* proveniente da *Texas Instruments* que disponibiliza 16 canais de ADC, 16 canais de PWM e 3 canais de DAC, preenchendo todos os requisitos do sistema. Como sensores de tensão e corrente, são usados os amplificadores isolados *Si8920BC-IP* do fabricante *Silicon Labs*, adicionalmente são necessárias resistências de *shunt* para as medições de corrente, recorrendo às *WSBM8518L5000JK* do fabricante *Vishay Dale*. O sensor de posição *resolver* cuja referência é *100XU9734-L1* está incorporado na máquina elétrica *SRPM205M8X075*, sendo somente necessário adicionar um RDC, optando-se pelo *AD2S1205* da *Analog Devices*. Para os conversores de potência são implementados os IGBTs *IKW40N120H3* provenientes da *Infineon Technologies*, associando quatro IGBTs em paralelo de modo a perfazer um semicondutor totalmente controlado da topologia implementada. Assim como os IGBTs, os respetivos díodos em antiparalelo são também associados quatro em paralelo, tratando-se de díodos schottky *C4D08120E* do fabricante *Cree/Wolfspeed*. Com o intuito de proteger os semicondutores de potência contra sobretensões transitórias, são implementados TVSs em paralelo com os semicondutores, tratando-se de *1.5KE600A* provenientes do fabricante *Littelfuse*. Para a atuação dos semicondutores de potência totalmente controlados são implementados os circuitos de driver *1EDI60N12AF* do fabricante *Infineon Technologies*, sendo alimentados por conversores CC-CC isolados *MGJ2D151505SC* do fabricante *Murata Power Solutions*, fornecendo duas saídas de 15 V e -5 V. Devido à resposta em frequência nos condensadores, optou-se por três modelos de condensadores distintos em paralelo para o barramento CC, uma vez que quanto maior for a capacidade, menor é a frequência de ressonância do mesmo, tal como indicado na secção 5.3.3. Assim sendo são implementados seis condensadores *B25620B1427A101* de 420 μF da *TDK*, doze condensadores *C4AQQBW5250A30J* de 25 μF da *KEMET*

e doze condensadores *A72SQ2220AA00J* de 22 nF também da *KEMET*, todos implementados em paralelo. As bobinas integradas no sistema foram desenvolvidas no laboratório do GEPE, tendo sido adquiridos núcleos magnéticos de pó de ferro *OE-520026-2* do fabricante *Micrometals*, sendo desenvolvidas bobinas de 100 μH e 20 μH . De modo a dissipar o calor gerado pela comutação dos semicondutores de potência recorreu-se ao dissipador a água *416601U00000G* do fabricante *Aavid*, usando um por conversor. O protótipo é dividido pelas PCBs de controlo, sensores, *driver* e potência. A PCB de controlo integra o suporte e ligação com o microcontrolador, assim como a alimentação dos circuitos de sensores, *drivers* e condicionamento de sinal. São usadas três PCBs de sensores de modo a efetuar as medidas do lado da rede elétrica, máquina elétrica e baterias/barramento CC. As PCBs de *driver* e potência são usadas aos pares, sendo implementada um par para o conversor CC-CC e outro para o conversor CA-CC.

Por fim, no sexto capítulo são apresentados os testes efetuados ao protótipo do sistema integrado, assim como os resultados obtidos. Para a execução dos testes, o barramento CC é alimentado pela rede elétrica através de três transformadores monofásicos ligados em estrela-triângulo e um retificador trifásico em ponte completa a díodos, e ao invés de baterias, está ligado ao lado de menor tensão do conversor CC-CC um grupo de resistências perfazendo 3,7 Ω a fim de dissipar a energia proveniente de eventuais travagens regenerativas. Inicialmente são testadas velocidades e cargas reduzidas, analisando o comportamento do protótipo em vazio a uma determinada velocidade, sendo apresentado um resultado para a máquina elétrica em vazio a uma velocidade de 1500 rpm, validando a integridade do protótipo e a atuação do mesmo. É também registado o comportamento do sistema a atuar com carga, resultando num aumento das correntes nos enrolamentos do estator da máquina elétrica. A fim de aferir a resposta dinâmica do protótipo, são registadas variações de carga e velocidade no sistema. Para uma determinada variação de carga, a velocidade da máquina elétrica mantém-se, sofrendo pequenos *undershoots* e *overshoots* aquando do aumento e redução de carga, respetivamente. Para o caso de uma redução de velocidade para uma determinada carga, a desaceleração provoca uma travagem regenerativa, visto que a desaceleração da máquina elétrica inverte o sentido do fluxo de energia, levando a um aumento da tensão do barramento CC, barramento este que está regulado para operar a uma determinada tensão, estando nesta instância configurado para ativar a travagem regenerativa aos 210 V. Finalmente são efetuados testes de inversão do sentido de rotação, correspondendo aos testes mais intensivos efetuados, atingindo picos de 83 A nas correntes dos enrolamentos do estator da máquina elétrica e 22,5 Nm de binário produzido.

Em seguida são descritas as principais conclusões obtidas com a realização deste trabalho de Dissertação de Mestrado, no qual se tratou do desenvolvimento de um sistema de tração para veículos elétricos baseado em máquina síncrona de relutância com ímanes permanentes.

As características dinâmicas da máquina SRPM provaram-se bastante relevantes no âmbito da mobilidade elétrica, demonstrando-se eficaz e eficiente na alteração da intensidade da carga e na variação de velocidade, realizando-as num curto intervalo de tempo. Estas características salientam o uso desta topologia de máquina elétrica nos VEs.

O uso de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* permitiu o uso de bobinas relativamente pequenas e, conseqüentemente, leves. O tamanho das bobinas resultou num protótipo mais compacto e leve, possibilitando a integração em mais VEs e aumentando a eficiência dos mesmos. Conclui-se também que a integração da topologia *interleaved*, para além de um *ripple* reduzido, introduz redundância no sistema, pois no caso de uma possível falha num dos semicondutores presentes no conversor, o mesmo continua a operar com dois dos três braços, disponibilizando dois terços da potência máxima permitida, ou no caso da falha de dois braços, um terço da potência máxima, podendo ser a diferença entre chegar ao destino no VE e resolver o problema posteriormente ou ter uma avaria crítica e imobilizar o VE.

Conclui-se que o uso do controlo MTPA é bastante relevante, otimizando a extração de binário de uma máquina elétrica. A implementação do mesmo também se provou intuitiva, recorrendo à transformada de Park para converter o sistema de coordenadas *abc* para o sistema de coordenadas *dq*. A análise das tensões e correntes nos enrolamentos do estator da máquina elétrica no sistema de coordenadas *dq* tornou a perceção e a implementação do controlo da máquina elétrica mais facilmente compreensível.

Como balanço final, esta dissertação de mestrado incorporou uma quantidade considerável de trabalho, inicialmente pela revisão bibliográfica, onde são estudadas topologias de conversores e máquinas elétricas, seguido de uma simulação minuciosa do sistema de tração, adquirindo conhecimentos relativos à atuação de conversores e, principalmente, de máquinas elétricas. Apesar de não ser desenvolvido hardware no âmbito desta dissertação, a complexidade do protótipo previamente desenvolvido foi suficiente para a ocorrência de sessões de validação e *troubleshooting* consideravelmente esotéricas, proporcionando um enriquecimento substancial relativamente às atividades laboratoriais e dissecação de problemas no hardware.

7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

A concretização da presente dissertação foi realizada com sucesso, não obstante, há diversos aspetos que poderiam ser integrados como continuação do projeto.

Tratando-se de um sistema a ser integrado em VEs, este precisa de uma fonte de alimentação integrada no mesmo. Para tal, é necessário implementar as baterias no protótipo e validar a integração das mesmas, realizando diversos testes para diferentes condições de operação, nos quais a travagem regenerativa seria merecedora de destaque por efetivamente aproveitar a energia gerada pela máquina elétrica em situações de travagem.

De modo a dotar o protótipo para operação com potência nominal, é necessário implementar radiadores e respetivos ventiladores para o sistema de dissipação de calor, não sendo necessário para os testes realizados devido à elevada capacidade térmica disponibilizada pela água, sendo que o mesmo já não seria possível no caso da operação do protótipo durante um intervalo de tempo considerável.

Uma vez que se trata de um protótipo para VEs, a integração do mesmo num veículo permitiria aferir a exequibilidade da implementação do protótipo sob as condições reais de utilização, assim como evidenciar potenciais necessidades de melhorias que seriam impercetíveis na implementação do protótipo em laboratório.

Lista de Referências

- [1] EVEXPERT, “On-board Charger,” 2021. <https://www.evexpert.eu/eshop1/knowledge-center/on-board-charger> (accessed Dec. 27, 2021).
- [2] Porsche Portugal, “Porsche Taycan Turbo S,” 2021. <https://www.porsche.com/portugal/models/taycan/taycan-models/taycan-turbo-s/> (accessed Dec. 27, 2021).
- [3] The Tesla Team, “Introducing V3 Supercharging,” Mar. 06, 2019. <https://www.tesla.com/blog/introducing-v3-supercharging> (accessed Dec. 27, 2021).
- [4] D. C. Erb, O. C. Onar, and A. Khaligh, “Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles,” in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Feb. 2010, pp. 2066–2072. doi: 10.1109/APEC.2010.5433520.
- [5] O. García, P. Zumel, A. de Castro, and J. A. Cobos, “Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 21, no. 3, pp. 578–586, May 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.872379.
- [6] R. Srinivasan and R. Oruganti, “A unity power factor converter using half-bridge boost topology,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 13, no. 3, pp. 487–500, May 1998, doi: 10.1109/63.668112.
- [7] N. Tashakor, E. Farjah, and T. Ghanbari, “A Bidirectional Battery Charger With Modular Integrated Charge Equalization Circuit,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 32, no. 3, pp. 2133–2145, Mar. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2569541.
- [8] H. W. van der Broeck and J. D. van Wyk, “A Comparative Investigation of a Three-Phase Induction Machine Drive with a Component Minimized Voltage-Fed Inverter under Different Control Options,” *IEEE Trans Ind Appl*, vol. IA-20, no. 2, pp. 309–320, Mar. 1984, doi: 10.1109/TIA.1984.4504413.
- [9] S. Dasgupta, S. N. Mohan, S. K. Sahoo, and S. K. Panda, “Application of Four-Switch-Based Three-Phase Grid-Connected Inverter to Connect Renewable Energy Source to a Generalized Unbalanced Microgrid System,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1204–1215, Mar. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2202350.
- [10] J. D. Boles, Y. Ma, J. Wang, D. Osipov, L. M. Tolbert, and F. Wang, “Converter-based emulation of battery energy storage systems (BESS) for grid applications,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jul. 2019, vol. 55, no. 4, pp. 4020–4032. doi: 10.1109/TIA.2019.2914421.
- [11] Rimac Automobili, “Nevera,” 2022. <https://www.rimac-automobili.com/nevera> (accessed Sep. 23, 2022).
- [12] I. Eguren, G. Almandoz, A. Egea, G. Ugalde, and A. J. Escalada, “Linear Machines for Long Stroke Applications—A Review,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 3960–3979, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2961758.

- [13] R. M. Saunders and R. H. Weakley, "Design of Permanent-Magnet Alternators," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 70, no. 2, pp. 1578–1581, Jul. 1951, doi: 10.1109/T-AIEE.1951.5060603.
- [14] M. Sagawa, S. Fujimura, H. Yamamoto, Y. Matsuura, and K. Hiraga, "Permanent magnet materials based on the rare earth-iron-boron tetragonal compounds," *IEEE Trans Magn*, vol. 20, no. 5, pp. 1584–1589, Sep. 1984, doi: 10.1109/TMAG.1984.1063214.
- [15] A. Vagati, B. Boazzo, P. Guglielmi, and G. Pellegrino, "Ferrite assisted synchronous reluctance machines: A general approach," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, Sep. 2012, pp. 1315–1321. doi: 10.1109/ICEIMach.2012.6350047.
- [16] T. Jahns, "Getting Rare-Earth Magnets Out of EV Traction Machines: A review of the many approaches being pursued to minimize or eliminate rare-earth magnets from future EV drivetrains," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 6–18, Mar. 2017, doi: 10.1109/MELE.2016.2644280.
- [17] I. Boldea, L. N. Tutelea, L. Parsa, and D. Dorrell, "Automotive Electric Propulsion Systems With Reduced or No Permanent Magnets: An Overview," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5696–5711, Oct. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2301754.
- [18] J. de Santiago *et al.*, "Electrical Motor Drivelines in Commercial All-Electric Vehicles: A Review," *IEEE Trans Veh Technol*, vol. 61, no. 2, pp. 475–484, Feb. 2012, doi: 10.1109/TVT.2011.2177873.
- [19] M. Krishnamurthy, C. S. Edrington, A. Emadi, P. Asadi, M. Ehsani, and B. Fahimi, "Making the case for applications of switched reluctance motor technology in automotive products," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 21, no. 3, pp. 659–675, May 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.872371.
- [20] D. A. Andrade *et al.*, "Comparative study between a Single-phase and a Three-phase switched reluctance machine," in *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, May 2011, pp. 1391–1396. doi: 10.1109/IEMDC.2011.5994810.
- [21] F. L. M. dos Santos, J. Anthonis, F. Naclerio, J. J. C. Gyselinck, H. van der Auweraer, and L. C. S. Goes, "Multiphysics NVH Modeling: Simulation of a Switched Reluctance Motor for an Electric Vehicle," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 469–476, Jan. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2247012.
- [22] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 746–765, Apr. 2007, doi: 10.1109/JPROC.2006.892482.
- [23] J. Deguchi, H. Kubonoya, and T. Fujiyoshi, "Controller for Switched Reluctance Motor," European Patent EP3490137A1, 2017
- [24] X. Vinamata, A. Michaelides, and P. Topping, "A switched reluctance motor with reduced torque ripple," International Patent WO2015189137A1, 2015
- [25] The Tesla Team, "The Longest-Range Electric Vehicle Now Goes Even Farther," 2019. <https://www.tesla.com/blog/longest-range-electric-vehicle-now-goes-even-farther> (accessed Sep. 27, 2022).

- [26] C. Thackwell and A. Michaelides, "Rare-earth Free Drive Units For Powertrain Electrification," *Coiltech International Coil Winding Expo 2019*, 2019, [Online]. Available: http://www.refreedrive.eu/wp-content/downloads/Coiltech_2019_ReFreeDrive_JLR.pdf
- [27] S. Ooi, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, "Performance evaluation of a high-power-density PMASynRM with ferrite magnets," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 49, no. 3, pp. 1308–1315, 2013, doi: 10.1109/TIA.2013.2253293.
- [28] Y. Guan, Z. Q. Zhu, I. A. A. Afinowi, J. C. Mipo, and P. Farah, "Design of synchronous reluctance and permanent magnet synchronous reluctance machines for electric vehicle application," *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 35, no. 2, pp. 586–606, Mar. 2016, doi: 10.1108/COMPEL-02-2015-0109.
- [29] S. S. Maroufian and P. Pillay, "PM assisted synchronous reluctance machine design using AlNiCo magnets," in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, May 2017, pp. 1–6. doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002163.
- [30] J. Li, H. Mahmoud, M. Degano, A. Bardalai, X. Zhang, and C. Gerada, "Impact on Vibration of Eccentric Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machine," in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Aug. 2020, pp. 476–480. doi: 10.1109/ICEM49940.2020.9270956.
- [31] T. Mohanarajah, M. Nagrial, J. Rizk, and A. Hellany, "Permanent Magnet Optimization in PM Assisted Synchronous Reluctance Machines," in *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Jun. 2018, vol. 2018-June, pp. 1347–1351. doi: 10.1109/ISIE.2018.8433589.
- [32] MotorReviewer, "Nissan Leaf Gen1/2 Powertrain Information." https://www.motorreviewer.com/ev_powertrain.php?id=1 (accessed Sep. 28, 2022).
- [33] Freescale Semiconductor, "3-Phase AC Motor Control with V / Hz Speed Closed Loop Using the 56F800/E," 2005.
- [34] M. Hinkkanen, L. Tiitinen, E. Molsa, and L. Harnefors, "On the Stability of Volts-per-Hertz Control for Induction Motors," *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 10, no. 2, pp. 1609–1618, 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3060583.
- [35] P. Shrawane, "Induction motor open- and closed-loop control using Volt-per-Hertz controller," *International Power Electronics Congress - CIEP*, pp. 97–101, 2010, doi: 10.1109/CIEP.2010.5598837.
- [36] F. Blaschke, "Apparatus for field-oriented control or regulation of asynchronous machines," no. 19, 1971.
- [37] A. Blondel, *Synchronous Motors and Converters: Theory and Methods of Calculation and Testing*. McGraw-Hill Book Company, 1913.
- [38] R. E. Doherty and C. A. Nickle, "Synchronous machines I—an extension of blondel's two-reaction theory," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. XLV, pp. 912–947, Jan. 1926, doi: 10.1109/T-AIEE.1926.5061289.
- [39] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, Jul. 1929, doi: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.

- [40] J. Chiasson, *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2005. doi: 10.1002/0471722359.
- [41] G. Pellegrino, "Identification of PM Synchronous Machines Parameters for Design and Control Purposes," 2016, pp. 77–107. doi: 10.1007/978-3-319-32202-5_4.
- [42] J. Chen, J. Li, and R. Qu, "Maximum-Torque-per-Ampere and Magnetization-State Control of a Variable-Flux Permanent Magnet Machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 2, pp. 1158–1169, Feb. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2733494.
- [43] K. Li and Y. Wang, "Maximum Torque Per Ampere (MTPA) Control for IPMSM Drives Based on a Variable-Equivalent-Parameter MTPA Control Law," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 34, no. 7, pp. 7092–7102, Jul. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2877740.
- [44] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 30, no. 4, pp. 920–926, 1994, doi: 10.1109/28.297908.
- [45] T. Sun, J. Wang, and X. Chen, "Maximum Torque per Ampere (MTPA) control for interior permanent magnet synchronous machine drives based on virtual signal injection," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 9, pp. 5036–5045, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2365814.
- [46] T. Inoue, Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "Maximum Torque per Ampere Control of a Direct Torque-Controlled PMSM in a Stator Flux Linkage Synchronous Frame," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 52, no. 3, pp. 2360–2367, 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2531618.
- [47] T. J. C. Sousa, "Sistema Integrado para Tração e Carregamento de Baterias de Veículos Elétricos com Interface Universal com a Rede Elétrica," Tese de Doutorado, Universidade do Minho, 2022.
- [48] Texas Instruments, "TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers," *Datasheet*, 2022, [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/gpn/tms320f28379d>
- [49] Silicon Labs, "Si8920 Data Sheet," *Datasheet*, 2022, [Online]. Available: <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/si8920-datasheet.pdf>
- [50] Vishay Dale, "Power Metal Strip ® Battery Shunt Resistor W/Molded Enclosure Very Low Value (50 $\mu\Omega$, 100 $\mu\Omega$, 125 $\mu\Omega$, and 500 $\mu\Omega$)," *Datasheet*, 2022, [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/31094/wsbm8518.pdf>
- [51] Analog Devices, "AD2S1205, 12-Bit RDC with Reference Oscillator," *Datasheet*, 2010, [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD2S1205.pdf>
- [52] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, B. Nova, F. Passos, J. Cunha, and J. L. Afonso, "Parallel Association of Power Semiconductors: An Experimental Evaluation with IGBTs and MOSFETs," in *2019 International Young Engineers Forum (YEF-ECE)*, May 2019, pp. 8–13. doi: 10.1109/YEF-ECE.2019.8740817.
- [53] Infineon Technologies, "IGBT IKW40N120H3 Data sheet," *Datasheet*, 2014, [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKW40N120H3-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=db3a304325305e6d012591d4832f7032

- [54] Wolfspeed, “C4D08120E Silicon Carbide Schottky Diode,” *Datasheet*, 2017, [Online]. Available: <https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/132/product/655/c4d08120e.pdf>
- [55] Littelfuse, “TVS Diodes Axial Leaded - 1500W > 1.5KE Series,” *Datasheet*, 2020, [Online]. Available: https://m.littelfuse.com/~ /media/electronics/datasheets/tvs_diodes/littelfuse_tvs_diode_1_5ke_datasheet.pdf.pdf
- [56] Infineon Technologies, “1EDI EiceDRIVER™ Compact Separate output variant for IGBT,” *Datasheet*, 2015, [Online]. Available: https://eu.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon-1EDI60N12AF-DS-v02_00-EN-1226228.pdf
- [57] Murata Power Solutions, “MGJ2 Series 5.2kVDC Isolated 2W Gate Drive DC-DC Converters,” *Datasheet*, 2020, [Online]. Available: <https://www.murata.com/products/productdata/8807029997598/kdc-mgj2.pdf?1610940608000>
- [58] TDK, “Film Capacitors - Power Electronic Capacitors,” *Datasheet*, 2022, [Online]. Available: https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/power/data_sheet/20/50/ds/b2562_.pdf
- [59] KEMET, “Power and AC Film Capacitors - C4AQ, Radial, 2 or 4 Leads, 500 - 1,500 VDC, for DC Link (Automotive Grade),” *Datasheet*, 2020, [Online]. Available: [https://media.digikey.com/pdf/Data Sheets/Kemet PDFs/C4AQ Series, Auto.pdf](https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Kemet%20PDFs/C4AQ%20Series,%20Auto.pdf)
- [60] KEMET, “Film Capacitors - A72, Polypropylene Film/Foil, Axial,” *Datasheet*, 2021, [Online]. Available: https://pt.mouser.com/datasheet/2/212/1/KEM_F3039_A72_AXIAL-1101783.pdf
- [61] C. C. Gomes, A. F. Cupertino, and H. A. Pereira, “Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on LCL filter: An overview,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, no. April 2017, pp. 116–135, Jan. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2017.07.050.
- [62] Micrometals, “Micrometals Powder Core Solutions - Part Number: OE-52002626-2,” *Datasheet*, 2021, [Online]. Available: <https://datasheets.micrometals.com/OE-520026-2-DataSheet.pdf>
- [63] Aavid, “Hi-Contact™ 4-Pass Cold Plate,” *Datasheet*, 2018, [Online]. Available: https://pt.mouser.com/datasheet/2/2/Aavid_01112021_Boyd_Hi_Contact_4_Pass-1953698.pdf
- [64] Global Component Sourcing, “GCS-017 Graphite heat spreader,” *Datasheet*, [Online]. Available: <https://docs.rs-online.com/af1d/0900766b8142bbcb.pdf>
- [65] Atmel, “Atmel ATmega640/V-1280/V-1281/V-2560/V-2561/V,” *Datasheet*, 2014, [Online]. Available: https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf
- [66] Murata Power Solutions, “MEV1 Series 3kVDC Isolated 1W Single & Dual Output DC-DC Converters,” *Datasheet*, 2022, [Online]. Available: <https://www.murata.com/products/productdata/8807029899294/kdc-mev.pdf?1625801416000>